SIEMENS

Bauelemente

Technische Erläuterungen und Kenndaten für dierende

SIEMENS

Bauelemente

Technische Erläuterungen
und Kenndaten für Studierende

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Warum bringen wir dieses Buch heraus?

Datenbücher über aktive und passive Bauelemente, Schalter, Kopplungen und Relais sind ein unentbehrliches Hilfsmittel für Vorlesungen, Praktika sowie Ingenieur- und Diplomarbeiten.

In unseren vertrieblich orientierten Datenbüchern für Bauelemente aller Art befinden sich ausführliche Angaben über alle in der Produktion befindlichen Typen. Wir haben in diesem zusammenfassenden Buch eine Auswahl besonders typischer und gängiger Bauelemente getroffen. Wir legten besonderen Wert auf eine Aussage über elektrische und mechanische Funktionen und Eigenschaften, damit der Studierende in die Lage versetzt wird, alle wesentlichen Bauelemente für eine Schaltung richtig auswählen zu können.

Falls diese Unterlagen in einigen Fällen nicht ausreichen, stehen in den technischen Bibliotheken der Universitäten und Fachhochschulen die ungekürzten Datenbücher zur Verfügung.

Wir glauben, mit dem vorliegenden Buch über Bauelemente einem echten Bedürfnis der Studierenden entgegenzukommen. Weitere Informationsangebote sind am Ende des Buches zusammengestellt.

Inhalt

1. Einzelhalbleiter, Standard-Typen

1.1. Typenübersicht 11
1.2. Allgemeine technische Angaben 12
Bezeichnungsschema für Halbleiter 12
Erläuterung der Begriffe Grenzdaten und Kenndaten 13
Schreibweise und Zusammenstellung der verwendeten Symbole und Begriffe . 14
Erläuterungen zu den verwendeten Symbolen und Begriffen 17
Einbau- und Lötvorschriften 19
Grundschaltungen von Transistoren 22
Zulässige Gesamtverlustleistung bei Transistoren 23
Zulässiger Betriebsbereich 28
Wärmeableitung bei Transistoren 29
Schaltzeiten von Transistoren 30
Der Transistor als linearer Vierpol 33
Physikalische Ersatzschaltbilder von Transistoren 37
Germanium-Dioden 38
Silizium-Dioden 40
Kapazitätsdioden 41
PIN-Dioden 43
Z-Dioden 44
1.3. Typenübersicht Transistoren und Darlingtonstufen, Standard-Typen 46
1.4. Typenübersicht Dioden, Germanium-, Silizium-, Kapazitäts-, PIN-Dioden, Standard-Typen 86

2. Einzelhalbleiter, Industrietypen

2.1. Typenübersicht Transistoren, Industrietypen 101
2.2. Typenübersicht Dioden, Varaktoren, Industrietypen 134
2.3. Erläuterungen zu Dioden 140
2.4. Typenübersicht Hallgeneratoren 152
2.5. Erläuterungen zu Hallgeneratoren 154
2.6. Typenübersicht Feldplatten 156
2.7. Erläuterungen zu Feldplatten 158

3. Digitale integrierte Schaltungen

3.1. Typenübersicht 163
3.2. Verzeichnis und Vergleichstabelle der Serie 7400-FL 100 173
3.3. Hinweise zum Typenschlüssel für integrierte Schaltungen 178
3.4. Alphabetische Zusammenstellung der verwendeten Kurzzeichen 179
3.5. TTL-Serie 181
3.6. LSL-Serie 221
3.7. MOS-Serie 224

4. Analoge integrierte Schaltungen

4.1. Typenübersicht, Einzelbauformen 237
4.2. Operationsverstärker – Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen . 256

5. Optoelektronik, Halbleiter

5.1. Allgemeine technische Angaben 271
5.2. Typenübersicht, Einzelbauformen 281

6. Leistungshalbleiter

6.1. Silizium-Dioden – Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 303
6.2. Silizium-Thyristoren – Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen . . . 311
Triacs, Diacs 325

7. Metallpapier-Kondensatoren

7.1. Typenübersicht, Begriffsbestimmungen . . 328
7.2. MP-Gleichspannungs-Kondensatoren 332
7.3. Motor-Betriebskondensatoren 343
7.4. MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik 357

8. Kunststoff-Kondensatoren (metallisiert)

8.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 373

9. STYROFLEX®-Kondensatoren

9.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 391

10. Keramik-Kondensatoren

10.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbaurfomen 409

11. Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

11.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 441

12. Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

12.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 473

13. Widerstände

13.1. Kohleschichtwiderstände „Karbowid" – Allgemeine technische Angaben . . . 495
13.2. Metallschichtwiderstände 506

14. Heißleiter

14.1. Typenübersicht 511
14.2. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 512

15. Kaltleiter

15.1. Allgemeine technische Angaben, Einzelbauformen 533

16. SIFERRIT-Material (Weichmagnetisches SIFERRIT)

16.1. SIFERRIT-Werkstoffe 545
16.2. Schalenkerne – Übersicht 555
Schalenkerne – Projektierung von Spulen, Einzelbauformen 556
16.3. RM-, M-, Q-, X-Kerne 581
16.4. E-Kerne . 584
16.5. Ringkerne 590
Antennenstäbe, Doppelloch-, Sechsloch-Kerne 598

17. SIFERRIT-Speicherelemente, Halbleiter-Speicher

17.1. Speicher- und Schaltringkerne 603
17.2. Speicherblöcke 617
17.3. Transfluxoren 618
17.4. Halbleiterspeicher 622

18. Schichtschaltungen

18.1. Allgemeine technische Angaben 627
Dickschichttechnik 630
Dünnschichttechnik 637
18.2. Dickschicht-Schaltungen 641
18.3. Dünnschicht-Schaltungen 645
18.4. Bauelemente für Schichtschaltungen 649

19. Relais

19.1. Allgemeine technische Angaben 657
19.2. Einzelbauformen 661

20. Mechanisch-elektrische Bauteile

20.1. Steckverbinder 667
20.2. Schalter 685

Informationen für Dozenten und Studierende

692

Einzelhalbleiter
Standard-Typen

1. Einzelhalbleiter, Standard-Typen

1.1. Typenübersicht

Transistoren

Germanium-HF-Transistoren	AF 106, AF 109 R, AF 139, AF 200 U, AF 201 U, AF 202, AF 202 S, AF 239, AF 239 S, AF 240, AF 279, AF 279 S, AF 280, AF 306, AF 379
Germanium-NF-Transistoren	AC 121, AC 127, AC 151, AC 151 r, AC 152, AC 153, AC 153 K, AC 162, AC 163, AC 176, AC 176 K, AC 187 K, AC 188 K
Germanium-NF-Leistungs-transistoren	AD 130, AD 131, AD 132, AD 133, AD 136, AD 148, AD 149, AD 150, AD 161, AD 162, AD 163
Silizium-HF-Transistoren	BF 194, BF 195, BF 198, BF 199, BF 240, BF 241, BF 254, BF 255, BF 324, BF 450, BF 451, BF 457, BF 458, BF 459, BF 362, BF 363
Silizium-NF-Transistoren	BC 107, BC 108, BC 109, BC 110, BC 122, BC 123, BC 140, BC 141, BC 147, BC 148, BC 149, BC 157, BC 158, BC 159, BC 160, BC 161, BC 167, BC 168, BC 169, BC 177, BC 178, BC 179, BC 202, BC 203, BC 237, BC 238, BC 239, BC 257, BC 258, BC 259, BC 307, BC 308, BC 309, BC 182, BC 212, BC 327, BC 328, BC 337, BC 338, BC 413, BC 414, BC 415, BC 416, BC 546, BC 547, BC 548, BC 549, BC 550, BC 556, BC 557, BC 558, BC 559, BC 560
Silizium-Leistungs-Darlingtonstufen	BD 643, BD 645, BD 647, BD 649, BD 675, BD 677, BD 679 (NPN), BD 644, BD 646, BD 648, BD 650, BD 676, BD 678, BD 680 (PNP)
Silizium-Leistungstransistoren	BD 109, BD 130, BD 135, BD 136, BD 137, BD 138, BD 139, BD 140, BD 433, BD 435, BD 437, BD 439, BD 441 (NPN), BD 434, BD 436, BD 438, BD 440, BD 442 (PNP), BU 110, BU 111, BU 114, BU 126, BU 208, BU 310, BU 311, BU 312

Germanium-Spitzendioden	AA 113, AA 113 gepaart, AA 116, AA 116 gepaart, AA 117, AA 118, AA 118 gepaart, AA 119, AA 119 gepaart
Silizium-Dioden	BA 103, BA 104, BA 105, BA 108, BA 127, BA 127 D, BA 133 F
PIN-Diode (HF-Regelwiderstand)	BA 379
Silizium-Schalterdiode	BA 182
Silizium-Planar-Kapazitäts-Dioden	BB 103, BB 104, BB 105 A, B, G, BB 109 G, BB 113, BA 138, BB 204, BB 209

1.2. Allgemeine technische Angaben

Bezeichnungsschema für Halbleiter

1. Für Typen, die vorwiegend in Rundfunk-, Fernseh- und Magnettongeräten verwendet werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

2 Buchstaben und 3 Ziffern

2. Für Typen, die vorwiegend für andere Aufgaben als unter 1. angegeben, also vornehmlich für kommerzielle Zwecke, eingesetzt werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

3 Buchstaben und 2 Ziffern

Darin bedeuten

als erster Buchstabe

A Ausgangsmaterial Germanium (Material mit einem Energiebandabstand von 0,6–1,0 eV)

B Ausgangsmaterial Silizium (Material mit einem Energiebandabstand von 1,0–1,3 eV)

C III-V-Material, z. B. Gallium Arsenid (Material mit einem Energiebandabstand von 1,3 und mehr eV)

D Material mit einem Energiebandabstand von weniger als 0,6 eV, z. B. Indium-Antimonid

R Halbleiter-Material für Photoleiter und Hallgeneratoren

als zweiter Buchstabe

- A Diode (ausgenommen Tunnel-, Leistungs-, Zenerdiode und strahlungsempfindliche Diode, Bezugsdiode und Spannungsregler, Abstimmdiode)
- B Diode mit veränderlicher Sperrschichtkapazität (Abstimmdiode)
- C Transistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich ($R_{thJG} < 15$ K/W)
- D Leistungstransistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich ($R_{thJG} > 15$ K/W)
- E Tunneldiode
- F Hochfrequenz-Transistor ($R_{thJG} > 15$ K/W)
- H Hall-Feldsonde
- K Hallgenerator in magnetisch offenem Kreis (z. B. Magnetogramm- oder Signalsonde)
- L Hochfrequenz-Leistungstransistor ($R_{thJG} < 15$ K/W)
- M Hallgenerator in magnetisch geschlossenem Kreis (z. B. Hallmodulator und Hallmultiplikator)
- P Strahlungsempfindliches Halbleiterbauelement (z. B. Photoelement)
- Q Strahlungserzeugendes Halbleiterbauelement (z. B. Lumineszenzdiode)
- R Elektrisch ausgelöste Steuer- oder Schaltbauteile mit Durchbruchcharakteristik ($R_{thJG} > 15$ K/W), z. B. Thyristortetrode
- S Transistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} > 15$ K/W)
- T Elektrisch oder mittels Licht ausgelöste Steuer- oder Schaltbauteile mit Durchbruchcharakteristik ($R_{thJG} < 15$ K/W), z. B. Thyristortetrode, steuerbarer Leistungsgleichrichter
- U Leistungstransistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} < 15$ K/W)
- X Vervielfacher-Diode, z. B. Varaktor-Diode und Step-recovery-Diode
- Y Leistungsdiode, Spannungsrückgewinnungsdiode, „booster"-Diode
- Z Bezugs- oder Spannungsreglerdiode Z-Diode (früher Zenerdiode genannt),

als dritter Buchstabe wird für Typen gemäß 2. der Buchstabe Z oder Y oder X usw. verwendet.

Die den Buchstaben folgenden Ziffern haben nur die Bedeutung einer laufenden Kennzeichnung, sie beinhalten also keine technische Aussage.

Erläuterung der Begriffe Grenzdaten und Kenndaten

Grenzdaten

Die in den Datenblättern angegebenen Grenzdaten sind absolute Grenzwerte. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, so kann dies zur Zerstörung des Halbleiter-Bauelementes führen, auch wenn die anderen Grenzdaten nicht ganz ausgenutzt werden. Grenzdaten gelten, wenn nicht anders angegeben für 25 °C.

Kenndaten

Kenndaten sind Eigenschaften des Halbleiter-Bauelementes, die das Verhalten bei definierten Arbeitspunkten kennzeichnen. Statische Kenndaten beschreiben das Gleichstromverhalten, dynamische Kenndaten das Verhalten bei Wechselstrom- oder Impulsbetrieb. Kenndaten (Zahlenwert oder Kurven) charakterisieren das Verhalten des Bauelementetyps, sie sind auf Grund der Exemplarstreuungen nicht als Daten eines einzelnen Bauelementes aufzuführen, die Streubereiche sind in Zahlen oder Kennliniendarstellungen angegeben.

Schreibweise und Zusammenstellung der verwendeten Symbole und Begriffe

Die Kennzeichnung der Strom-, Spannungs-, Leistungs- (Wechselwerte, Gleich- bzw. Mittelwerte) und Widerstandsart (Wechsel- bzw. Gleichwerte) wird durch Groß- und Kleinschreibung der Symbole vorgenommen.

Kurzzeichen

Kurzzeichen für Größen

Für Augenblickswerte zeitlich veränderlicher Größen werden kleine Buchstaben verwendet.

Beispiele: i, u, p

Für Gleichwerte, Mittel- und Effektivwerte und für Scheitelwerte periodischer Funktionen des Stromes, der Spannung und der Leistung, d.h. für zeitlich konstante Größen, werden große Buchstaben verwendet.

Beispiele: I, U, P,

Indizes für Kurzzeichen von Größen

Es werden folgende Indizes verwendet

E, e	Emitter
B, b	Basis
C, c	Kollektor
F, f	Vorwärtsrichtung (Diode in Durchlaßrichtung)
R, r	Rückwärtsrichtung (Diode in Sperrichtung)
M, m	Scheitelwert
av	Mittelwert

Der Index für die Kennzeichnung von Scheitel- und Mittelwerten kann weggelassen werden, wenn eine Verwechslung nicht möglich ist.

Für Gesamtwerte (Augenblickswerte, Gleichwerte, Mittel-, Effektiv- und Scheitelwerte) vom Wert Null an gezählt werden Indizes mit großen Buchstaben verwendet.

Beispiele: i_C, I_C, u_{BE}, U_{BE}, p_C, P_C.

Für Werte der veränderlichen Komponenten (z.B. für Augenblickswerte, Scheitel- und Effektivwerte vom arithmetischen Mittelwert an gezählt) werden Indizes mit kleinen Buchstaben verwendet.

Beispiele: i_c, I_c, u_{be}, U_{be}, p_c, P_c.

Um Scheitel-, Mittel- und Effektivwerte voneinander zu unterscheiden, können weitere Indizes hinzugefügt werden. Als Abkürzungen werden empfohlen:

Scheitelwerte	M, m
Mittelwerte (arithmetische Mittelwerte)	Av, av

Beispiele: I_{CM}, I_{CAV}, I_{cm}, I_{cav}

Bei Scheitelwerten kann auch ein „ ^ " über dem Buchstaben verwendet werden.

Beispiele: $\hat{I}_C$, $\hat{I}_c$

Grundtabelle der Kurzzeichen

Ob die Buchstaben der Symbole groß oder klein zu schreiben sind, kann der folgenden Tabelle entnommen werden. Die nachstehende Abbildung dient der näheren Erläuterung.

		Kurzzeichen	
		i, u, p	*I, U, P*
Indizes	e b c f r m av	Augenblickswert der veränderlichen Komponente	Effektiv, Mittel- und Scheitelwert der veränderlichen Komponente
	E B C F R M AV	Augenblicksgesamtwert (vom Wert Null an gezählt)	Gleichwert, Mittel-, Effektiv- und Scheitelwert vom Wert Null an gezählt

Anordnung der Indizes

Spannungen

Als Regel gilt, daß zwei Indizes verwendet werden, die die Punkte bezeichnen, zwischen denen die Spannung gezählt wird.

Positiven Zahlenwerten der Spannungen entsprechen positive Potentiale des mit dem ersten Index bezeichneten Punktes, gegenüber dem mit dem zweiten Index bezeichneten Punkt (Bezugspunkt).

Der zweite Index kann weggelassen werden, wenn dadurch keine Verwirrung oder kein Mißverständnis entsteht.

Eine Versorgungsspannung kann durch Wiederholung des Anschluß-Index gekennzeichnet werden.

Beispiel: U_{EEB}, U_{BBC}, U_{CCE}

Ströme

Als Regel gilt, daß mindestens ein Index verwendet wird. Positiven Zahlenwerten des Stromes entsprechen positive Ströme, die an dem mit dem ersten Index bezeichneten Anschluß in das Bauelement eintreten.

Indizes für Anschlüsse

Bei Bauelementen, die mehr als einen Anschluß desselben Typs haben, können die Indizes für die Anschlüsse abgewandelt werden, durch Hinzufügen einer Zahl hinter dem betreffenden Index, und zwar auf derselben Zeile.

Beispiel: U_{B2-E} (Spannung zwischen dem zweiten Basisanschluß und dem Emitter)

Bei Mehrfachanordnungen von Bauelementen können die Indizes für die Anschlüsse modifiziert werden, durch Hinzufügen einer Zahl vor dem Index, und zwar auf derselben Zeile.

Beispiel: U_{1B-2B} (Spannung zwischen der Basis des ersten Bauelementes und derjenigen des zweiten Bauelementes)

Leitwerte, Widerstände, Vierpolkoeffizienten usw.

Kurzzeichen für Leitwerte, Widerstände, Vierpolkoeffizienten usw.

Für Vierpolkoeffizienten sowie Widerstände, Leitwerte, Kapazitäten, Induktivitäten usw., die die Eigenschaften des Bauelementes beschreiben, werden kleine Buchstaben mit entsprechenden Indizes verwendet.

Beispiele: h_{11b}, h_{11e}, z_{21b}, y_{22c}.

Für Vierpolkoeffizienten sowie Widerstände, Leitwerte, Kapazitäten, Induktivitäten usw. von äußeren Netzwerken oder von Netzwerken, in denen das Bauelement lediglich einen Teil darstellt, werden große Buchstaben mit entsprechenden Indizes verwendet.

Beispiele: H_{11b}, H_{11e}, Z_{21b}, Y_{22}.

Für Gleichwerte (auch Großsignalwerte) von Vierpolkoeffizienten sowie von Widerständen, Leitwerten usw. werden Indizes mit großen Buchstaben verwendet.

Der Gleichwert ist die Neigung der Geraden vom Koordinatenursprung zum Arbeitspunkt auf der jeweiligen Kennlinie des Bauelementes.

Beispiele: r_B, h_{11B}, h_{FE}

Für Wechselwerte (Kleinsignalwerte) von Vierpolkoeffizienten sowie von Widerständen, Leitwerten, Kapazitäten, Induktivitäten usw. werden Indizes mit kleinen Buchstaben verwendet.
Beispiele: r_{bb}, h_{11b}, h_{fe}

Der erste Index oder das erste Indexpaar in der für Matrizenelemente üblichen Schreibweise dient zur Festlegung der Elemente einer Vierpolmatrix.

11 (oder *i*) = Eingang
22 (oder *o*) = Ausgang
21 (oder *f*) = Übertragung in Vorwärtsrichtung
12 (oder *r*) = Übertragung in Rückwärtsrichtung

Beispiele: $U_1 = h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot U_2$
$I_1 = h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot U_2$

Anmerkung

In der Matrizenschreibweise (oder als Elemente von Matrizen) werden die Formelzeichen für Spannung und Strom mit einem Index versehen, der aus einer einzelnen Ziffer besteht.

Index 1 = Eingang
Index 2 = Ausgang

Der zweite Index oder der Index, der dem Ziffernpaar folgt, bezeichnet die Grundschaltung.

Wenn der gemeinsame Anschluß selbstverständlich ist, kann der zweite Index weggelassen werden.

e = Emitterschaltung

b = Basisschaltung

c = Kollektorschaltung

Beispiele: (Basisschaltung)

$$I_1 = y_{11b} \cdot U_{1b} + y_{12b} \cdot U_{1b}$$
$$I_2 = y_{21b} \cdot U_{1b} + y_{22b} \cdot U_{2b}$$

Bei der Anwendung von Vierpolschreibweisen für den Transistor wird empfohlen, die Zählpfeile für den Eingangsstrom und den Ausgangsstrom in Richtung auf den Vierpol festzulegen.

Erläuterungen zu den verwendeten Symbolen und Begriffen

Im folgenden sind die für die Daten der Transistoren verwendeten Symbole und Begriffe kurz erläutert.

Um die verschiedenen Spannungen und Ströme des Transistors kennzeichnen zu können, verwendet man einen aus Buchstaben bestehenden Index.

Die verwendeten Buchstaben geben Aufschluß über die jeweilige Anschlußart der Transistoranschlüsse. Ihre Reihenfolge in Verbindung mit dem Vorzeichen (+ oder −) kennzeichnet die Richtung der Spannung bzw. des Stromes. Es gilt hierbei die technische Stromrichtung (Strom von + nach −).

Die drei Transistoranschlüsse werden wie folgt bezeichnet:

Emitter	*E*
Basis	*B*
Kollektor	*C, K*

Zur Kennzeichnung der Restströme und Sperrspannungen wird ein dritter Buchstabe im Index verwendet. Dieser Buchstabe gibt Aufschluß über die Anschlußart des nicht genannten, dritten Anschlusses.

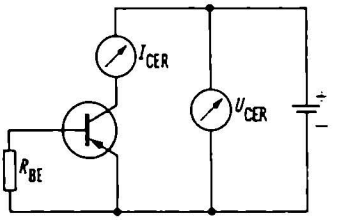
Es werden folgende Abkürzungen verwendet:

O Der dritte, nicht genannte Anschluß ist offen.

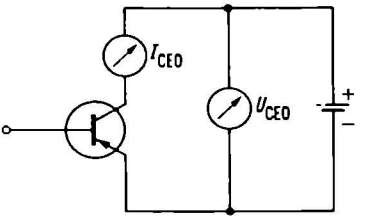
R Ohmscher Widerstand zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.

S Kurzschluß zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.

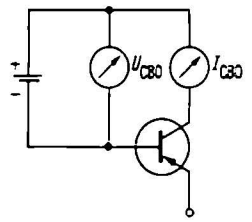
V Vorspannung in Sperrichtung zwischen dem an zweiter Stelle und dem nicht genannten Anschluß.



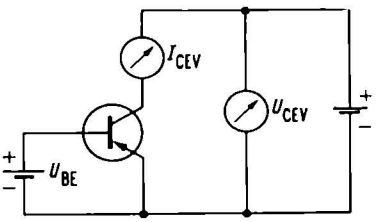
U_{CER} (I_{CER})
Kollektor-Emitter-Sperrspannung (Kollektor-Emitter-Reststrom) mit einem Widerstand zwischen Basis und Emitter. Der maximal zulässige Wert des Widerstandes R_{BE} ist in den Datenblättern angegeben. Bei höheren Werten von R_{BE} gilt die Sperrspannung U_{CEO}



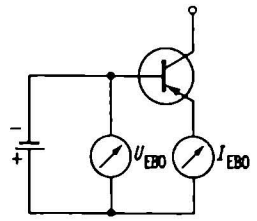
U_{CEO} (I_{CEO})
Kollektor-Emitter-Sperrspannung (Kollektor-Emitter-Reststrom) bei offener Basis; $I_B = 0$. Der Zustand $I_B = 0$ kann z. B. im Schalterbetrieb auch dann kurzzeitig auftreten, wenn zwischen Basis und Emitter ein Widerstand angeordnet ist



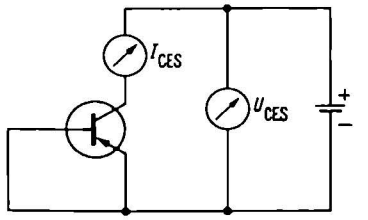
U_{CBO} (I_{CBO})
Kollektor-Basis-Sperrspannung (Kollektor-Basis-Reststrom) bei offenem Emitter; $I_E = 0$



U_{CEV} (I_{CEV})
Kollektor-Emitter-Sperrspannung (Kollektor-Emitter-Reststrom) bei gesperrter Emitterdiode, d. h. Vorspannung in Sperrichtung zwischen Basis und Emitter



U_{EBO} (I_{EBO})
Emitter-Basis-Sperrspannung (Emitter-Basis-Reststrom) bei offenem Kollektor; $I_C = 0$



U_{CES} (I_{CES})
Kollektor-Emitter-Sperrspannung (Kollektor-Emitter-Reststrom) bei kurzgeschlossener Emitterdiode; $U_{BE} = 0$

Einbau- und Lötvorschriften für Halbleiter-Bauelemente

Die Einbaulage der Transistoren und Dioden ist beliebig. Bei allen Halbleiter-Bauelementen ist das Abkröpfen der Anschlußdrähte bis zu einem Abstand von 1,5 mm vom Gehäuseboden gestattet, wenn die Anschlußdrähte einen Durchmesser von 0,6 mm nicht überschreiten. Bei größeren Drahtdurchmessern sollten die Anschlußdrähte nicht gebogen werden.

Jedes Halbleiter-Bauelement ist äußerst empfindlich gegen Überschreiten der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur. Man sollte bei der Konstruktion der Geräte beachten, daß der Abstand zwischen Wärmeerzeugern und Halbleiter-Bauelementen ausreichend groß ist.

Beim Einlöten von Halbleiter-Bauelementen ist darauf zu achten, daß das Bauelement keinesfalls thermisch überlastet wird. Die Sperrschichttemperatur darf beim Löten für Bauelemente aus Germanium 110 °C und für Bauelemente aus Silizium 200 °C nicht überschreiten (max. 1 Minute). Während des Lötens müssen starke mechanische Spannungen von den Anschlüssen ferngehalten werden.

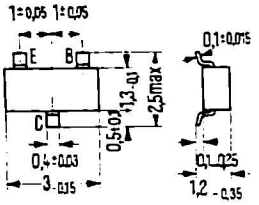
Lötangaben

Drahtlänge L[1]) =	0[2])	1,5	5	mm
Löttemperatur 245 °C	4	5	10	s
Löttemperatur 300 °C	2,5	3	5	s

[1]) Die Drahtlänge wird von der Lötstelle an gemessen, d. h. bei normalen kaschierten Platten von der Plattenunterseite, bei durchmetallisierten Bohrungen von der Plattenoberseite.

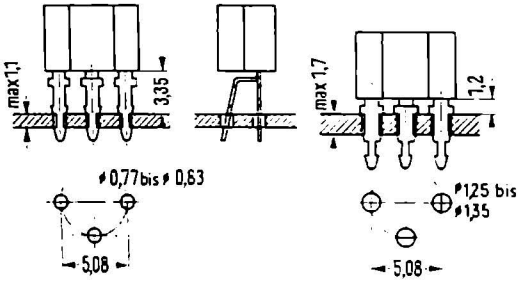
[2]) $L = 0$ ist nur für Transistoren und Dioden in T-Plastik und in SOD-23 oder ähnlichen Bandleitungsformen zulässig, sofern das Gehäuse nicht mit dem Lötkolben berührt wird. Die Anschlüsse dieser Bauelemente dürfen unmittelbar am Gehäuse mit einem Radius von 0,5 mm abgebogen werden (natürlicher Biegeradius, wie er sich beim Abbiegen von Hand ergibt, ohne daß eine Zugkraft auf die Anschlüsse ausgeübt wird).

Einbauhinweise für Halbleiterbauelemente in Kunststoffumhüllung



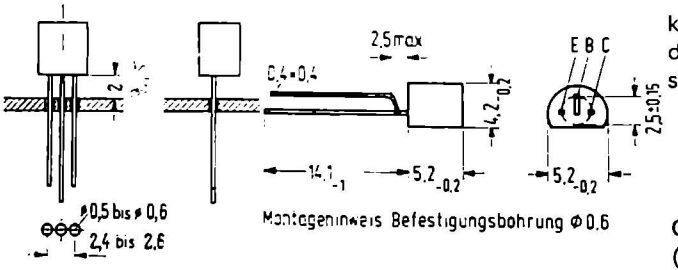
Lötvorschriften für Halbleiterbauelemente im Kunststoffgehäuse SOT–23 bitten wir im Bedarfsfall gesondert anzufordern

---



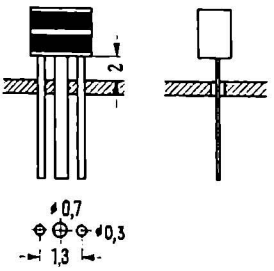
Löttemperatur bei Tauchlötung
T_L = 245 °C
maximal 4 Sekunden

Kunststoffgehäuse
11 A3 DIN 41869 Bl. 3
(SOT–25)



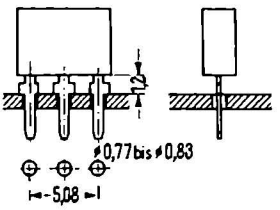
kürzeste Anschlußlänge
der Drähte 2,5 mm
siehe auch Montagevorschrift

Gehäuse 10 A3 DIN 41888
(TO–92)



kürzeste Anschlußlänge
der Drähte 2 mm

Kunststoff-Miniaturgehäuse
U 32



Kunststoff-Diodengehäuse
(73 SOD–37)

Maße in mm

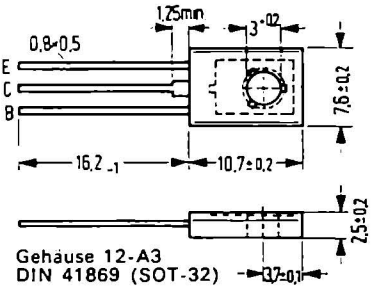
Montage und Lötvorschriften für Transistoren mit Plastikumhüllung besonders der Typen 12 A3 DIN 41 869 (SOT-32) und 10 A3 DIN 41 868 (SOT-30) (ehemals TO-92 in Bandleiterausführung)

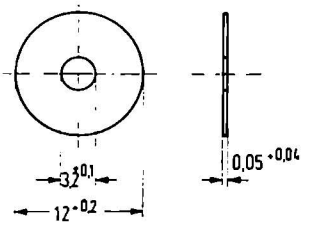
Die Befestigung der SOT-32 Gehäuse sollte mit M3-, Schraube bei einem Anzugsmoment von min 5 cm/kp, max 8 cm/kp, (entspr. 50–80 cm N) erfolgen.

Eine Unterlegscheibe, oder besser die Federscheibe A3 DIN 137, ist zu verwenden. (Best. Nr. Q62902–B63)

Eine Isolation der SOT-32-Gehäuse ist mit Glimmerscheibe 50 µ stark (Best. Nr. Q62902 B62) möglich. Der Wärmewiderstand erhöht sich mit der ungefetteten Scheibe um 8 K/W. und mit Wärmeleitpaste gefettet um 4 K/W.

Zu große Bohrungen für die Montagebefestigung (größer 3,5 ⌀) sind zu vermeiden, ebenso axiale Kräfte auf die Anschlußdrähte während der Befestigung.





Glimmerscheibe Q62902–B62

Hinweise für die Montage

Die Anschlüsse der Gehäuse SOT 32 und SOT 30 können nur geringfügige Axialkräfte aufnehmen. Kräfte in dieser Richtung von mehr als 1,8 kp haben unter Umständen die dauerhafte Zerstörung des Bauelements zur Folge. Daher sollten die wenig flexiblen Anschlüsse nicht über Gebühr gebogen oder verdreht werden. Zur Biegung empfiehlt sich die Benutzung einer Biegevorrichtung oder einer Schnabelzange, wobei die Zange zwischen Gehäuse und Biegepunkt gehalten, eher zur Stabilisierung der Anschlußbänder benützt werden sollte. Es werden damit mechanische Spannungen am Gehäuse vermieden.

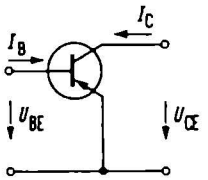
Folgende Punkte sollten bei der Biegung des Anschlußbeinchens berücksichtigt werden:

1. Anschlußbänder zwischen Biegepunkt und Plastikgehäuse zur Vermeidung von mechanischen Spannungen zwischen Gehäuse und Anschluß fest einspannen.
2. Bei Biegung senkrecht zur Montageebene mindestens 1 mm Abstand vom Gehäuse einhalten, Biegeradius nicht geringer als 1,6 mm.
3. Bei Biegung in der Montageebene (Spreizung) soll dies im Abstand von mindestens 3 mm vom Gehäuse, bei einem mindest-Biegeradius von 4 mm erfolgen.
4. Vermeidung wiederholten Biegens, da die Biegefähigkeit auf drei 90°-Biegungen beschränkt ist.
5. Biegen der Anschlußbeine direkt am Gehäuse ist nicht zulässig.

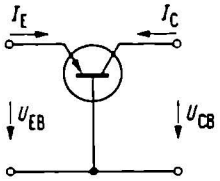
Die Lötzeit darf bei 245 °C und 2 mm Abstand vom Gehäuse max. 5 s betragen.

Grundschaltungen von Transistoren

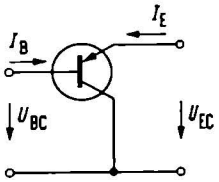
Emitterschaltung



Basisschaltung



Kollektorschaltung



Charakteristische Eigenschaften der Grundschaltungen

	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand Z_1	mittel Z_{1e}	klein $Z_{1b} \approx \frac{Z_{1e}}{\beta}$	groß $Z_{1c} \approx \beta \cdot R_L$
Ausgangswiderstand Z_2	groß Z_{2e}	sehr groß $Z_{2b} \approx Z_{2e} \cdot \beta$	klein $Z_{2c} \approx \frac{Z_{1e} + R_G}{\beta}$
Stromverstärkung	groß β	< 1 $\alpha \approx \frac{\beta}{\beta + 1}$	groß $\gamma \approx \beta + 1$
Spannungsverstärkung	groß	groß	< 1
Leistungsverstärkung	sehr groß	groß	mittel
Grenzfrequenz	niedrig f_β	hoch $f_\alpha \approx \beta \cdot f_\beta$	niedrig $\approx f_\beta$

Zulässige Gesamtverlustleistung bei Transistoren

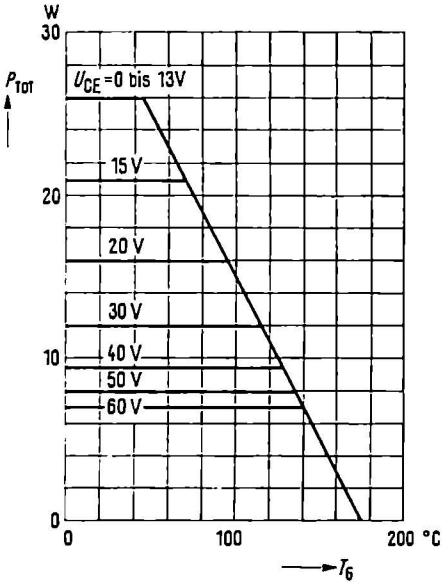
Bei Leistungstransistoren ist die zulässige Gesamtverlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur T_U mit der Spannung U_{CE} als Parameter in Form von Kurvenscharen angegeben.

Diese Kurven gelten unter dem Gesichtspunkt gleicher Zuverlässigkeit. Dabei nimmt die zulässige Gesamtverlustleistung mit steigender Kollektorspannung ab.

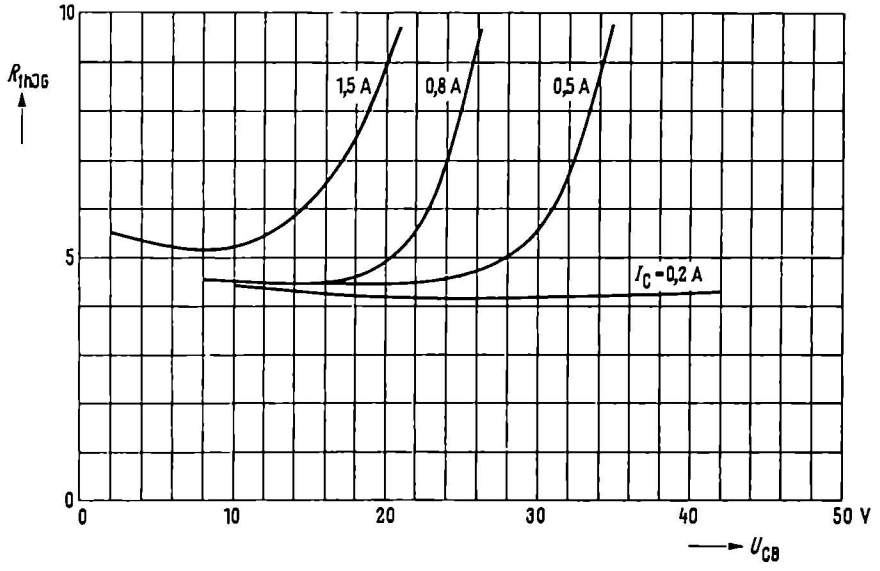
Die folgenden Kurven sind als Beispiele zu betrachten.

Die Wärmeverteilung im Kristall des Halbleiterbauelementes ist bei Belastung nicht gleichmäßig, sondern abhängig vom Strom und der angelegten Spannung. Bei größeren Kollektorspannungen verändert sich mit steigenden Temperaturgradienten im Kristall der am Stromfluß beteiligte Querschnitt im Halbleiter, so daß es zu einer Zunahme des Wärmewiderstandes kommt.

Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung ($P_{tot} = f(T_G)$; U_{CE} = Parameter)



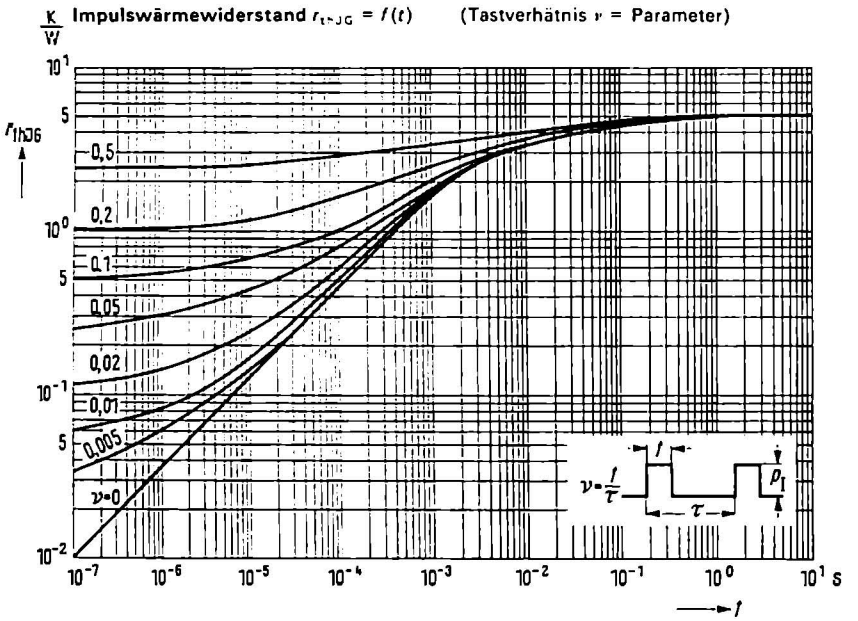
$\frac{K}{W}$ **Strom- und Spannungsabhängigkeit des Wärmewiderstandes** $R_{thJG} = f(U_{CB})$; (I_C = Parameter)



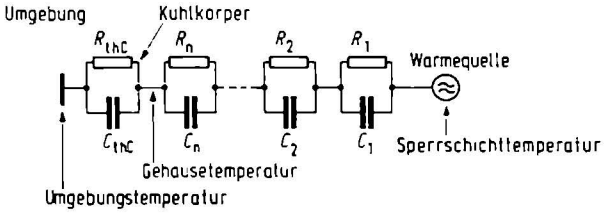
Wird dieses, durch Aufbau und Größe des Halbleiterbauelements bedingte Verhalten nicht beachtet, so kann eine so starke Stromeinschnürung auftreten, daß schon bei relativ kleinen Leistungen gegenüber der maximal zulässigen Verlustleistung so hohe Temperaturen im Kristall auftreten, daß dieser lokal aufschmilzt, d.h. der Transistor kann zerstört werden. Die Wärmekapazität eines solchen Stromkanals ist äußerst gering, so daß trotz des hohen Wärmewiderstandes Zeitkonstanten von z.B. 10^{-7} s auftreten. Die Sperrspannung bricht aufgrund der plötzlich auftretenden hohen Temperatur zusammen. Man spricht deshalb vom Durchbruch „zweiter Art" (second breakdown.), welcher praktisch nicht von der Temperatur abhängt.

Mit Transistoren können Leistungen geschaltet werden, die größer als die statische Verlustleistung sind. Während eines Umschaltvorganges wird im allgemeinen für die Dauerlast gültige Verlustleistungs-Kurve überschritten. Dies ist dann zulässig, wenn die Wärmekapazität des Systems und die Wärmeableitung verhindern, daß die kurzzeitig auftretenden Verluste das Transistorsystem über die maximal zulässige Sperrschichttemperatur erwärmen.

Es werden Diagramme angegeben, um die maximal auftretenden Sperrschichttemperaturen errechnen zu können. Die Angabe solcher Diagramme ist besonders notwendig für Leistungstransistoren und Transistoren, bei denen durch Aufstecken von Kühlkörpern höhere Belastbarkeit angestrebt wird.



Untenstehendes Diagramm wurde aus dem thermischen Einschwingvorgang eines Transistors abgeleitet. Das Ersatzschaltbild des Wärmewiderstandes R_{th} kann als Leistung mit verteilten R- und C-Gliedern dargestellt werden. Dadurch, daß Wärmekapazitäten vorhanden sind, halten Transistoren Impulsleistungen aus, die größer sind als die statisch zulässige Gesamtverlustleistung (vgl. DIN 41 862).



Will man das Transistor in der Nähe der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur betreiben, so sind Diagramme für die Errechnung der maximalen Sperrschichttemperatur zu beachten. Das Diagramm für den Wärmewiderstand als Funktion der Zeit gilt uneingeschränkt für den Betrieb bei sekundärdurchbruchbegrenztem Spannungsbereich. Bei sekundärdurchbruchfreiem Spannungsbereich ist jedoch die Spannungsabhängigkeit des thermischen Widerstandes zu berücksichtigen. In diesem Falle ist der Impulswärmewiderstand $\tau_{thJG} = f(t)$ mit einem spannungsabhängigen Korrekturfaktor K_U zu multiplizieren. Dieser Faktor wird aus dem Diagramm $P_{tot} = f(T_G)$ als Verhältnis P_{tot} zu P_U ermittelt. P_{tot} ist die maximal zulässige Gesamtverlustleistung, P_U ist die maximal zulässige Impulsverlustleistung bei der im Betrieb auftretenden Spannung U_{CE}.

Der spannungsabhängige Korrekturfaktor wird auf ähnliche Weise auch für statische Belastung berechnet.

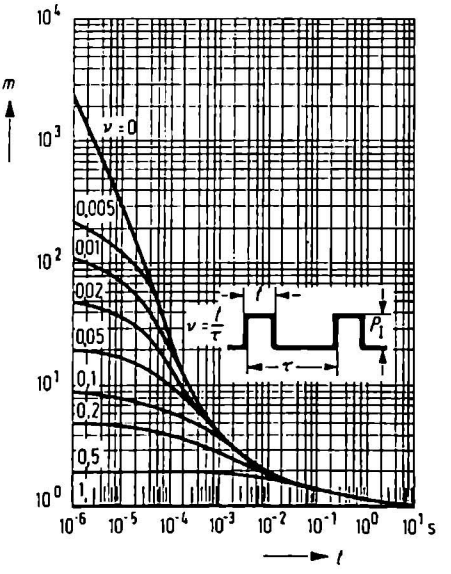
$$R_{th\,JG(U)} = K_U\, R_{th\,JG} = \frac{P_{tot}}{P_U} R_{th\,JG}$$

$$r_{th\,JG(U)} = K_U\, r_{th\,JG} = \frac{P_{tot}}{P_U} r_{th\,JG}$$

Mit dem Diagramm „Zulässige Impulsbelastbarkeit" kann man eine maximal zulässige Impulsverlustleistung „P_l" errechnen.

Zuerst wird ein Faktor „m" aus dem Diagramm für das im Anwendungsfall vorliegende Testverhältnis „ν" und Impulsdauer „t" abgelesen, hernach wird „P_U" aus dem Diagramm „Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung" bei der Betriebsspannung ermittelt.

Die maximal zulässige Impulsverlustleistung ergibt sich sodann aus der Formel $P_l = m \cdot P_U$



Zulässige Impulsbelastbarkeit

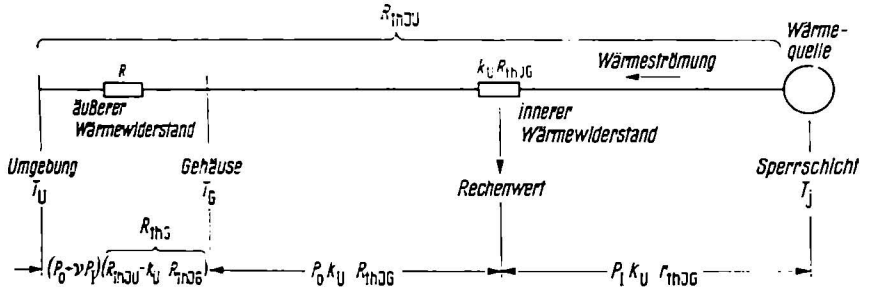
Ist der Impulsverlauf nicht rechteckig, so ist die volle Impulshöhe zu berücksichtigen und für die Impulsdauer eine Näherung einzusetzen, die sich aus der Impulsbreite bei 20% der Impulshöhe ergibt. Eine Umrechnung in ein flächengleiches Rechteck ist aus Gründen des komplexen Wärmewiderstandes nicht zulässig.

Das Maximum der Sperrschichttemperatur kann dann berechnet werden nach der Formel:

$$T_j = (P_o + \nu P_I) \underbrace{(R_{thJU} - K_U R_{thJG})}_{R_{thG}} + P_o K_U R_{thJG} + P_I K_U r_{thJG} + T_U$$

Wird hierbei die maximal zulässige Sperrschichttemperatur überschritten, ist die Rechnung mit einem größeren Kühlkörper zu wiederholen.

Die einzelnen Beiträge zur Erhöhung der Sperrschichttemperatur sind aus folgender Abbildung ersichtlich.

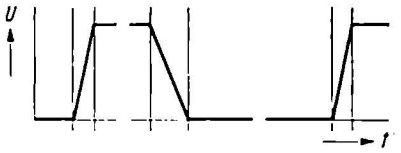


Dabei bedeutet:

P_I	Scheitelwert der Verlustleistung (Impulsverlustleistung)
P_o	Gleichstromverlustleistung
νP_I	über die Dauer einer Periode gemittelte Impulsverlustleistung
t	Dauer der Impulsverlustleistung
ν	Tastverhältnis $\frac{t}{\tau}$
τ	Periode
r_{thJG}	Impulswärmewiderstand
K_U	Spannungsabhängiger Korrekturfaktor
P_U	maximale zulässige Gesamtverlustleistung bei U_{CE}
R_{thC}	Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Umgebung

Verlustleistung im Transistor bei Betrieb als Schalter

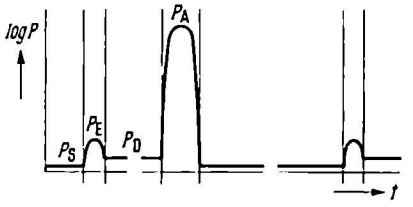
Ausgangs-Impuls

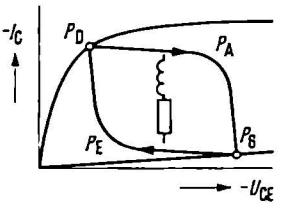


Während einer Schaltperiode wird der Transistor durch Sperr-, Einschalt-, Durchlaß- und Ausschaltverluste belastet. Die Zeitdiagramme der dabei im Transistor auftretenden Verlustleistungen sind für induktive, ohmsche und kapazitive Last in den folgenden Abbildungen dargestellt.

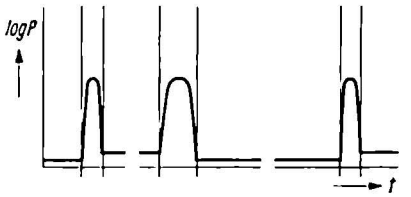
Verlustleistung im Transistor bei:

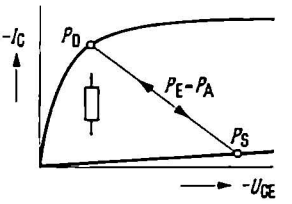
induktiver Last



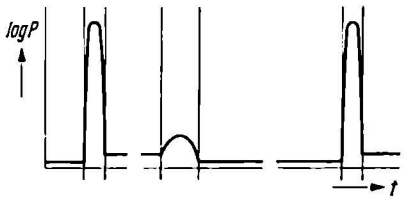


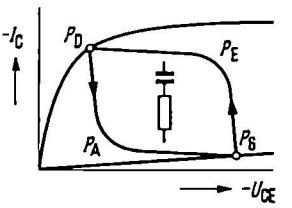
ohmscher Last





kapazitiver Last





Bedeutung der Symbole siehe folgende Seite

Anstelle der kurvenförmigen Verläufe kann man hier beim Ein- und Ausschalten rechteckige Impulsformen annehmen. Bei einer ohmschen oder überwiegend ohmschen Belastung kann vereinfacht angenommen werden, daß der Ausschaltimpuls ohne Zwischenpause dem Einschaltimpuls folgt. Dann gilt folgende Tabelle:

Last	Impulsdauer t	Impulsverlust-leistung	Über die Dauer einer Periode gemittelte Verlustleistung
L	t_{aus}	P_A	$P_S + P_E + P_D$
R	$t_{ein} + t_{aus}$	$P_E = P_A$	$P_S + P_D$
C	t_{ein}	P_E	$P_S + P_D + P_A$

P_S Sperrverlustleistung
P_t Scheitelwert der Einschaltverlustleistung
P_D Durchlaßverlustleistung
P_A Scheitelwert der Ausschaltverlustleistung

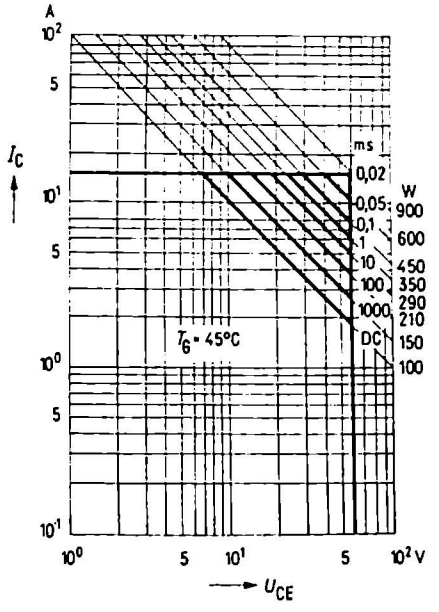
Zulässiger Betriebsbereich

Bei fast allen Transistortypen wird im I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld ein zulässiger Betriebsbereich (SOAR-Kurve) gemäß dem unterstehenden Bild angegeben. Innerhalb dieses Bereiches sind alle Werte von I_C und U_{CE} erlaubt.

Es ist darauf zu achten, daß die im Kennlinienfeld angegebene Verweilzeit nicht überschnitten wird.

Die dort dargestellten Kurvenscharen beeinhalten sowohl die Spannungsabhängigkeit ($P_{tot} = f(T_G)$-Kurve) als auch die Stromabhängigkeit. Ferner ist auch die Folgefrequenz der maximal möglichen Beanspruchung angegeben.

Die Unstetigkeiten der Kurvenscharen sind auf die unterschiedlichen Grenzdaten zurückzuführen, wie maximale Sperrschichttemperatur, Strombelastbarkeit und Einfluß der Spannungsabhängigkeit (Sekundärer Durchbruch).



Wärmeableitung bei Transistoren

Leistungstransistoren werden zur Erzielung besserer Wärmeableitung auf Chassisbleche montiert. In diesem Falle ist anstelle von R_{thJU} (vorheriger Abschnitt) der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht über das Chassisblech zur Umgebung R_{thL} anzusetzen.

$$R_{thC} = R_{thL} - R_{thJG}$$

Der Wärmewiderstand des Chassisbleches R_{thC} wird nach der folgenden Näherungsformel (gültig für Kühlblech – nicht für Kühlkörper) berechnet:

$$R_{thC} = \frac{3{,}3}{\sqrt{\lambda d}}\ C^{0{,}25} + \frac{650}{A}\ C$$

λ Wärmeleitwert des Chassisbleches in W/K cm

Material	λ (W/K cm)
Aluminium	2,1
Kupfer	3,8
Messing	1,1
Stahl	0,46

d Dicke des Chassisbleches in mm
A Fläche des Chassisbleches in cm²
C Korrekturfaktor für die Lage und die Oberflächenbeschaffenheit des Chassisbleches

Lage \ Oberfläche	blank	geschwärzt
senkrecht	0,85	0,43
waagrecht	1	0,5

Die Formel gilt für annähernd quadratisch geformte Chassisbleche, wenn der Transistor in der Mitte des Kühlbleches montiert, die einzige Wärmequelle am Chassisblech darstellt. Die Werte der Konstanten λ und C gelten in ruhender Luft bis zu einer Umgebungstemperatur von etwa 45 °C, wenn keine heißen, wärmestrahlenden Teile in der Nähe sind.

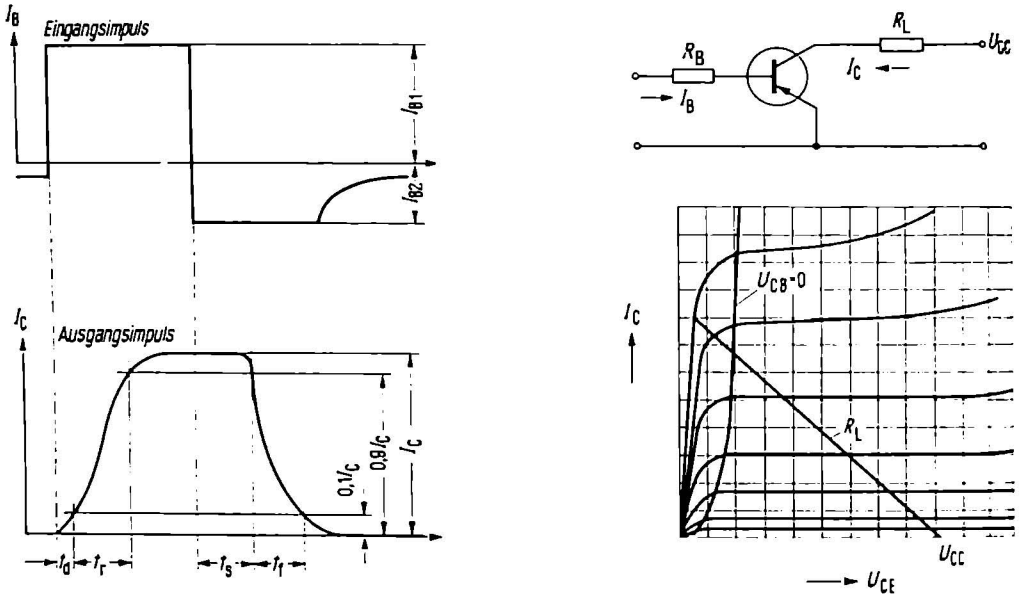
Wärmeübergangswiderstand einer Glimmerscheibe R_{th} (K/W)

Gehäuse	Dicke der Scheibe trocken 50 µ	100 µ	beidseitig eingefettete Scheibe reduziert den Widerstand um:
TO-3	1,25	1,5	0,9 K/W
TO-41 ähnl.	1,25	1,5	0,9 K/W
SOT-9	2,5	3,0	1,5 K/W
SOT-32	8,0	10,0	4,0 K/W

Schaltzeiten von Transistoren

Beim Einsatz von Transistoren als Schalter wird der Ausgangsimpuls gegenüber dem Eingangsimpuls verformt und verzögert.

Folgendes Bild zeigt das Schaltverhalten eines Transistors in Emitterschaltung:



Anhand des obigen Bildes definiert man folgende Zeiten:

Einschaltzeit $t_{ein} = t_d + t_r$

Die Einschaltzeit ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) nach Einschalten des Steuerstromes (Basisstrom) auf 90% seines Maximalwertes ansteigt. Sie setzt sich zusammen aus der Verzögerungszeit t_d und der Anstiegszeit t_r. Die Verzögerungszeit ist die Zeit, in der nach Einschalten des Steuerimpulses der Kollektorstrom auf 10% seines Endwertes angestiegen ist. Die Anstiegszeit ist jene Zeit, in der der Kollektorstrom von 10% auf 90% seines Endwertes ansteigt.

Ausschaltzeit $t_{aus} = t_s + t_f$

Die Ausschaltzeit ist die Zeit, in der nach Abschalten des Steuerimpulses der Ausgangsstrom auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Sie setzt sich zusammen aus der Speicherzeit t_s und der Abfallzeit t_f.

Die Speicherzeit ist die Zeit, in der nach Abschalten des Steuerstromes (Basisstrom) der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) auf 90% seines Maximalwertes absinkt.

Die Abfallzeit ist die Zeit, in der der Ausgangsstrom (Kollektorstrom) von 90% auf 10% seines Maximalwertes absinkt.

Die kürzesten Schaltzeiten lassen sich wegen der hohen Steuerströme in Basisschaltung erreichen, während die Ausschaltzeit bei Kollektorstufen wegen fehlender Sättigung besonders gering ist. Die anschließende Diskussion der Schaltzeiten gilt bei gesättigtem Betrieb in Emitterschaltung. Dabei ist

I_{B0} der Basisstrom, der den Transistor bis zur Übersteuerungsgrenze durchsteuert
$I_{B1} > I_{B0}$ der Einschaltbasisstrom
$I_{B2} \gtrless I_{B0}$ der Ausräumbasisstrom

a) Verzögerungszeit t_d

Nach dem Anlegen eines Steuersignals vergeht eine Zeit t_d, bis die Emitterbasissperrschichtkapazität C_{EB} umgeladen und die Emitterdiode in Flußrichtung gepolt ist. t_d verkürzt sich bei zunehmendem Steuerstrom I_{B1}. Bei Leistungstransistoren ist häufig $t_d \ll t_r$.

b) Anstiegszeit t_r

Während t_r muß über den Steuerstrom die Steuerladung in der Basis aufgebaut werden. Nach Definition ist

$$t_r = T_C \ln \frac{I_{B1}/I_{B0} - 0{,}1}{I_{B1}/I_{B0} - 0{,}9}$$

Der Bauelementefaktor T_C (Zeitkonstante bei Stromsteuerung) ist von der Größenordnung der Tragerlebensdauer, d. h. typisch 1–10 µs bei Leistungstransistoren und 1–2 Größenordnungen geringer bei schnellen Schaltern. Der Arbeitspunktfaktor zeigt, daß t_r bei großen Steuerströmen $I_{B1} \gg I_{B0}$ sehr klein wird. Wegen der Abhängigkeit von der Stromverstärkung erhöht sich t_r mit zunehmendem I_C.

c) Speicherzeit t_s

Nach Erreichen der Übersteuerungsgrenze wird der Basisstromanteil $I_{B1} > I_{B0}$ zum Aufbau einer Sättigungsspeicherladung verwendet.
Beim Abschalten muß während t_s zunächst diese Speicherladung abgebaut werden, bevor I_C sich verringern kann. Dabei ist

$$t_s = T_s \ln \frac{I_{B2}/I_{B0} + I_{B1}/I_{B0}}{I_{B2}/I_{B0} + 1} + t\ (90\%\ I_C)$$

Der 2. Term, der definitionsgemäß die Abnahme von I_C auf 90% beschreibt, ist gegen den ersten Ausdruck im allgemeinen zu vernachlässigen. Die Speicherzeitkonstante T_S ist ebenfalls mit der Trägerlebensdauer vergleichbar, siehe b). Der Arbeitspunktfaktor läßt erkennen, daß kurze Speicherzeit bei kleinem I_{B1} aber großem Ausräumstrom I_{B2} zu erreichen ist. Entsprechend der Abnahme von B –, Zunahme von I_{B0} – zu hohen Kollektorströmen nimmt die Speicherzeit zu hohen Kollektorströmen hin ab.

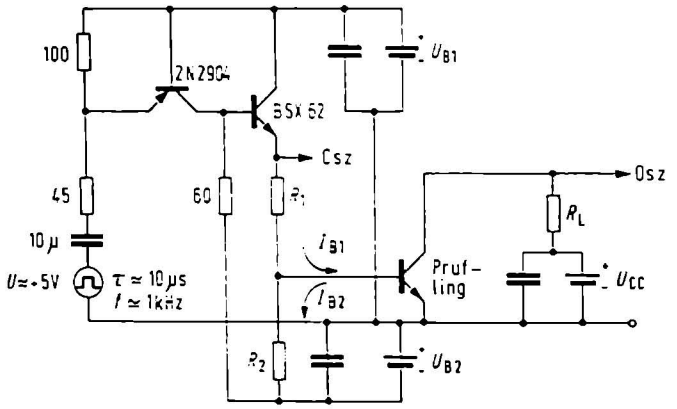
d) Abfallzeit t_f

In der Abfallzeit nimmt die Basissteuerladung zusammen mit I_C theoretisch gemäß folgender Beziehung ab:

$$t_f = T_C \ln \frac{I_{B2}/I_{B0} + 0{,}9}{I_{B2}/I_{B0} + 0{,}1}$$

Diese Gleichung, die eine Abnahme von t_f bei größerem Ausräumstrom voraussagt, gilt in der Praxis nur für Tranistoren ohne Kollektorspeicherladung, d.h. für Epibasis- und einfachdiffundierte Transistoren, oder für die niedersperrenden Planartransistoren. Bei hochsperrenden dreifachdiffundierten Typen wird t_f dagegen davon beeinflußt, wie beim Abschalten die Kollektorrestladung über die Basis aus dem Transistor entfernt werden kann. In der Praxis resultiert daraus oft eine Zunahme von t_f mit I_{B2} und I_C. Auch eine in obiger Gleichung nicht ausgedrückte Zunahme mit I_{B1} wird häufig beobachtet.

Für schnelle hochsperrende Leistungsschalter lassen sich die Schaltzeit-Datenblattangaben besonders einfach in folgender bewährter Meßschaltung angeben und überprüfen.



Die gezeichnete Ansteuerschaltung ist zweckmäßig, wenn kein Impulsgenerator für einige Amperes Steuerstrom verfügbar ist. Es gilt folgender Zusammenhang zwischen den gewünschten Strömen und den entsprechenden Widerstandswerten

$$R_1 \cong \frac{U_{B1} - U_{BE\,sat}}{I_{B1} + |I_{B2}|} \qquad (U_{CE\,sat} \text{ des BSX 62} \cong 0\ \text{V})$$

$$R_2 = \frac{|U_{B2}| + U_{BE\,sat}}{|I_{B2}|}$$

$$R_L = \frac{U_{CC} - U_{CE\,sat}}{I_C}$$

Folgende Spannungswerte werden für dreifachdiffundierte Transistoren empfohlen:

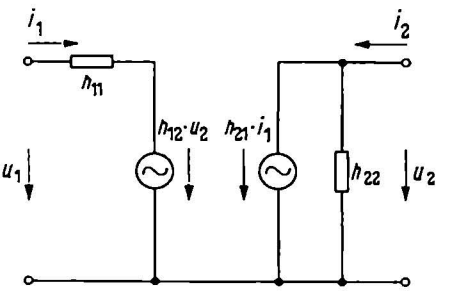
$U_{CC} = 60\ \text{V}$ $\qquad |U_{B2}| = 5\ \text{V}$

$U_{B1} = 11\ \text{V}$

Es kann angenähert $U_{BE\,sat} \cong 1\ \text{V}$, $U_{CE\,sat} \cong 0\ \text{V}$ für die geprüften Transistoren angenommen werden.

Der Transistor als linearer Vierpol

Beschreibung des Transistors mit *h*-Parametern im Niederfrequenzbereich. Die *h*- oder Hybridparameter werden in der Regel als reelle Größen angegeben.



$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{U_2 = 0}$ Kurzschluß-Eingangswiderstand

$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{i_1 = 0}$ Leerlauf-Spannungsrückwirkung

$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{U_2 = 0}$ Kurzschluß-Vorwärtsstromverstärkung

$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right)_{i_1 = 0}$ Leerlauf-Ausgangsleitwert

Zusammenhang zwischen den *h*-Parametern in Basis- und Emitterschaltung

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \begin{pmatrix} h_{11e} & -(h_{12e} - \Delta h_e) \\ -(h_{21e} + \Delta h_e) & h_{22e} \end{pmatrix}$$

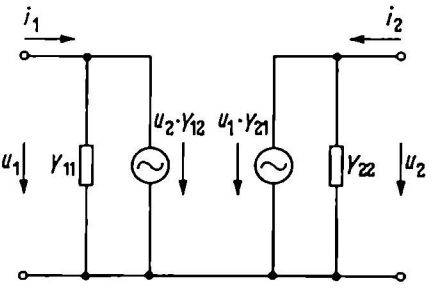
$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} \approx \frac{1}{1 + h_{21e}} \begin{pmatrix} h_{11e} & -(h_{12e} - \Delta h_e) \\ -h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \begin{pmatrix} h_{11b} & -(h_{12b} - \Delta h_b) \\ -(h_{21b} + \Delta h_b) & h_{22b} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} \approx \frac{1}{1 + h_{21b}} \begin{pmatrix} h_{11b} & -(h_{12b} - \Delta h_b) \\ -h_{21e} & h_{22b} \end{pmatrix}$$

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Beschreibung des Transistors mit *y*-Parametern im Hochfrequenzbereich. Die *y*- oder Leitwertparameter werden in der Regel als komplexe Größen angegeben.



$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$$

$y_{11} = g_{11} + jb_{11} = \left(\frac{i_1}{\mu_1}\right)_{\mu_2=0}$ Kurzschluß-Eingangsleitwert;

$y_{12} = g_{12} + jb_{12} = \left(\frac{i_1}{\mu_2}\right)_{\mu_1=0}$ Kurzschluß-Rückwärtssteilheit;

$y_{21} = g_{21} + jb_{21} = \left(\frac{i_2}{\mu_1}\right)_{\mu_2=0}$ Kurzschluß-Vorwärtssteilheit;

$y_{22} = g_{22} + jb_{22} = \left(\frac{i_2}{\mu_2}\right)_{\mu_1=0}$ Kurzschluß-Ausgangsleitwert

Zusammenhang zwischen den *y*-Parametern in Basis- und Emitterschaltung

$$\begin{pmatrix} y_{11b} & y_{12b} \\ y_{21b} & y_{22b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e} & -(y_{12e} + y_{22e}) \\ -(y_{21e} + y_{22e}) & y_{22e} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} y_{11e} & y_{12e} \\ y_{21e} & y_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11b} + y_{12b} + y_{21b} + y_{22b} & -(y_{12b} + y_{22b}) \\ -(y_{21b} + y_{22b}) & y_{22b} \end{pmatrix}$$

Berechnungshinweise bei Verwendung der *h*- bzw. *y*-Parameter

Zusammenhang zwischen den *h*- und *y*-Parametern

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}} \qquad y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

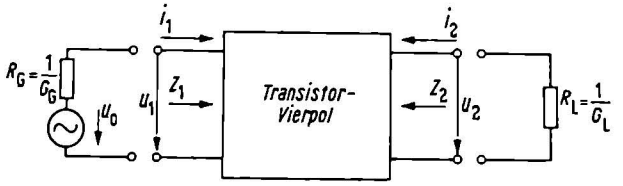
$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}} \qquad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$$

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} = \frac{y_{22}}{y_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \qquad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

$$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}} \qquad y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$$

$$\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21} = \frac{h_{22}}{h_{11}}$$



$$\mu_1 = \mu_0 - i_1 \cdot R_G$$

$$\mu_2 = -i_2 \cdot R_L$$

Eingangswiderstand $$Z_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} = \frac{1 + y_{22} \cdot R_L}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$$

Ausgangswiderstand $$Z_2 = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} \cdot R_G} = \frac{1 + y_{11} \cdot R_G}{y_{22} + \Delta y \cdot R_G}$$

Stromverstärkung $$\frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}$$

Spannungsverstärkung $$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L} = \frac{-y_{21} \cdot R_L}{1 + y_{22} \cdot R_L}$$

Leistungsübertragungsfaktor,

$$V_p = \frac{u_2 \cdot i_2}{u_1 \cdot i_1} = \frac{|h_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + \Delta h \cdot R_L)} = \frac{|y_{21}|^2 \cdot R_L}{(1 + y_{22} \cdot R_L)(y_{11} + \Delta y \cdot R_L)}$$

Übertragungsfaktor bei Anpassung am Eingang,

$$V_{p\,max} = \frac{4 \cdot h_{21} \cdot R_G \cdot R_L}{[(1 + h_{22} \cdot R_L) \cdot R_G + h_{11} + \Delta h \cdot R_L]^2} = \frac{4 \cdot y_{21} \cdot R_G \cdot R_L}{[(y_{11} + \Delta y \cdot R_L) \cdot R_G + 1 + y_{22} \cdot R_L]^2}$$

Übertragsfaktor bei Anpassung am Ein- und Ausgang,

$$V_{p\,opt} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}}\right)^2 = \left(\frac{y_{21}}{\sqrt{\Delta y} + \sqrt{y_{11} \cdot y_{22}}}\right)^2 \quad \text{mit} \quad R_{G\,opt},\ R_{L\,opt}.$$

$$R_{G\,opt} = Z_1 = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}} \cdot \Delta h} = \sqrt{\frac{y_{22}}{y_{11}} \cdot \frac{1}{\Delta y}}; \qquad R_{L\,opt} = Z_2 = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}} \cdot \frac{1}{\Delta h}} = \sqrt{\frac{y_{11}}{y_{22}} \cdot \frac{1}{\Delta y}}$$

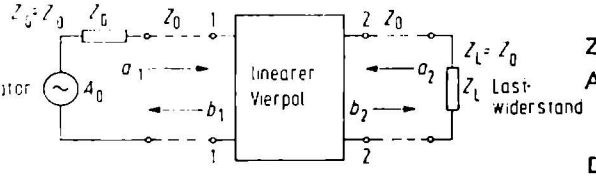
Für $\left[\varrho + \frac{\sigma^2}{4}\right] > 1$ gibt es keine Anpassung.

ϱ = Realteil von $\frac{y_{12}y_{21}}{g_{11}g_{22}}$

σ = Imaginärteil von $\frac{y_{12}y_{21}}{g_{11}g_{22}}$

Beschreibung des Transistors mit *S*-Parametern im Hochfrequenzbereich

Die *S*- oder Streuparameter werden als Komplexe Größen unter Bezug auf den Wellenwiderstand Z_0 des Meßsystems angegeben.



	Eingang	Ausgang
Zulaufende Wellen	a_1	a_2
Ablaufende Wellen	b_1	b_2

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2$$
$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2$$

Darstellung der Messung S_{11}, S_{21} mit $a_2 = 0$

Zur Messung S_{22}, S_{12} $(a_1 = 0)$ werden Generator- und Lastzweig vertauscht

$$s_{11} = S_{11}\, e^{j\varphi_{11}} = (b_1 : a_1)\ a_2 = 0; \qquad s_{12} = S_{12}\, e^{j\varphi_{21}} = (b_1 : a_2)\ a_1 = 0$$
$$s_{22} = S_{22}\, e^{j\varphi_{22}} = (b_2 : a_2)\ a_1 = 0 \qquad s_{21} = S_{21}\, e^{j\varphi_{21}} = (b_2 : a_1)\ a_2 = 0$$

Dabei sind: s_{11} Eingangsreflexionsfaktor, s_{21} Vorwärtsübertragungsfaktor,
s_{22} Ausgangsreflexionsfaktor, s_{12} Rückwärtsübertragungsfaktor

Berechnungshinweise bei Verwendung der *S*-Parameter

Eingangsreflexionsfaktor bei beliebigem Abschluß Z_L
Γ_L ist der Reflexionsfaktor von Z_L bezogen auf Z_0

$$s'_{11} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}$$

Ausgangsreflexionsfaktor bei beliebigem Abschluß Z_G
Γ_G ist der Reflexionsfaktor von Z_G bezogen auf Z_0

$$s'_{12} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_G}{1 - s_{11}\Gamma_G}$$

Spannungsverstärkung
bei beliebigem Abschluß Z_G und Z_L

$$V_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{s_{21}(1 + \Gamma_L)}{(1 - s_{22}\Gamma_L)(1 + s'_{11})}$$

Stabilitätsfaktor

$$|K| = \frac{1 + |D|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2\,|s_{12}s_{21}|}$$

Maximal verfügbare Leistungsverstärkung ($k > 1$)

$$V_{p\,max} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} (K + \sqrt{K^2 - 1}) \right| \qquad \text{für positive } B_1$$

$$V_{p\,max} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \right| \qquad \text{für negative } B_1$$

Anpassungsbedingungen für $V_{p\,max}$:

$$\Gamma_G = M^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4\,|M|^2)}}{2\,|M|^2} \right]$$

$$\Gamma_L = N^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|N|^2}}{2\,|N|^2} \right]$$

mit $B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |D|^2$; $\qquad M = s_{11} - D\,s^*_{22}$;

$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |D|^2$; $\qquad N = s_{22} - D\,s^*_{11}$;

$D = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$.

Unilaterale Leistungsverstärkung ($S_{12} = 0$)

$$V_{pu} = V_{po} \cdot V_{p1} \cdot V_{p2};\ V_{po} = |s_{21}|^2;\ V_{p1} = \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_G|^2};\ V_{p2} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s^{22}\Gamma_L|^2}$$

Optimale Leistungsverstärkung ($S_{12} = 0$; Anpassung)

$$V_{p\,opt} = \frac{|s_{21}|^2}{|(1 - |s_{11}|^2)\,(1 - |s_{22}|)^2|}\, V_{po} \cdot V_{p1\,max} \cdot V_{p2\,max}.$$

Anpassungsbedingungen für V_{popt}: $\Gamma_G = S^*_{11}$ and $I_1 = S^*_{22}$

Zusammenhang zwischen den *S*-Parametern und den *y*-Parametern

$$s_{11} = \frac{(1 - y'_{11})\,(1 + y'_{22}) + y'_{12}y'_{21}}{(1 + y_{11})\,(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \qquad y'_{11} = \frac{(1 + s_{22})\,(1 - s_{12}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{12})\,(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$$

$$s_{12} = \frac{-2y'_{12}}{(1 + y'_{11})\,(1 + y'_{22}) - y'_{12}y'_{21}} \qquad y'_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})\,(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$$

$$s_{21} = \frac{-2y'_{21}}{(1 + y'_{11})\,(1 + y'_{22}) - y'_{12}y'_{21}} \qquad y'_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{12})\,(1 + s_{21}) - s_{12}s_{21}}$$

$$s_{22} = \frac{(1 + y'_{11})\,(1 - y'_{22}) + y'_{12}y'_{21}}{(1 + y'_{11})\,(1 + y'_{22}) - y'_{12}y'_{21}} \qquad y'_{22} = \frac{(1 + s_{11})\,(1 - s_{22}) + s_{11}s_{21}}{(1 + s_{22})\,(1 + s_{11}) - s_{12}s_{21}}$$

Die *y*-Parameter in diesen Formeln sind auf Z_0 normiert.
Die wahren Werte *y* sind $y_{ik} = y_{ik} : 20$; $i, k = 1,2$

Zusammenhang zwischen den *S*-Parametern und den *h*-Parametern

$$s_{11} = \frac{(h'_{11} - 1)(h'_{22} + 1) - h'_{12}h'_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}} \qquad h'_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{12})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$$

$$s_{12} = \frac{2h'_{12}}{(h'_{11} + 1)(h'_{22} + 1) - h'_{12}h'_{21}} \qquad h'_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$$

$$s_{21} = \frac{-2h'_{21}}{(h'_{11} + 1)(h'_{22} + 1) - h'_{12}h'_{21}} \qquad h'_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$$

$$s_{22} = \frac{(1 + h'_{11})(1 - h'_{22}) + h'_{12}h'_{21}}{(h'_{11} + 1)(h'_{22} + 1) - h'_{22}h'_{21}} \qquad h'_{22} = \frac{(1 - s_{22})(1 - s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$$

Die *h*-Parameter in diesen Formeln sind auf Z_0 normiert.

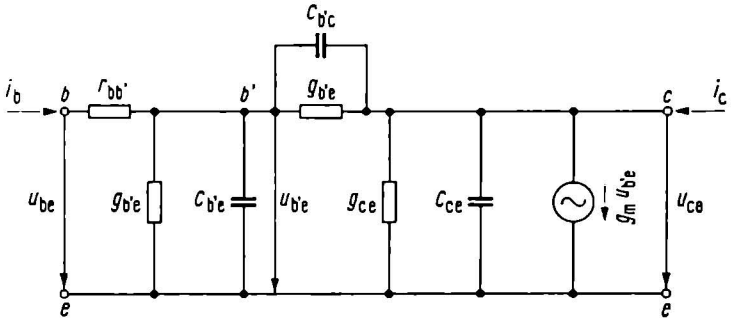
Die wahren Werte *h* sind:

$$h_{11} = h_{11}Z_0;\ h_{12} = h_{12};\quad h_{21} = h_{21};\quad h_{22} = \frac{h_{22}}{Z_0}.$$

Physikalische Ersatzschaltbilder von Transistoren

Neben der Beschreibung der Eigenschaften eines Transistors durch die Vierpolparameter (formale Ersatzschaltbilder) gibt es die Darstellung in Form von physikalischen Ersatzschaltbildern. In den Kenndaten sind gelegentlich Elemente dieser Ersatzschaltungen angegeben.

π-Ersatzschaltbild eines Transistors (nach Giacoletto; Emitterschaltung)



Es gilt näherungsweise

$$g_{b'c} = \frac{1}{r_c \cdot \beta_o}$$

$$c_{b'c} = \frac{1}{r_c \cdot 2\pi f_T}$$

$g_{b'c}$ und g_{ce}

$r_c = U_T / I_E$

$U_T = 26$ mV

Zusammenhang zwischen den *y*-Parametern und den Elementen des π-Ersatzschaltbildes

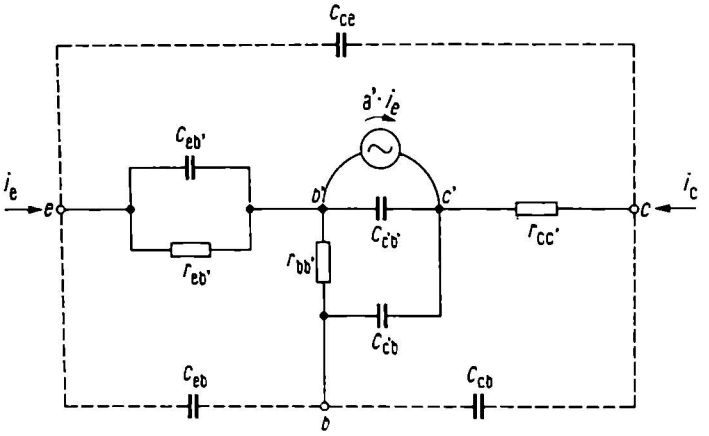
$$\begin{pmatrix} y_{11o} & y_{12o} \\ y_{21o} & y_{22o} \end{pmatrix} = \frac{1}{M} \begin{pmatrix} y_{b'c} + y_{b'o} & -y_{b'c} \\ g_m - y_{b'c} & (y_{b'c} + y_{ce}) \cdot M + r_{bb'} \cdot y_{b'c}\,(g_m - y_{b'c}) \end{pmatrix}$$

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c} \qquad y_{ce} = g_{ce} + j\omega C_{ce}$$

$$y_{b'o} = g_{b'o} + j\omega C_{b'o} \qquad M = 1 + (y_{b'c} + y_{b'e})\, r_{bb'}$$

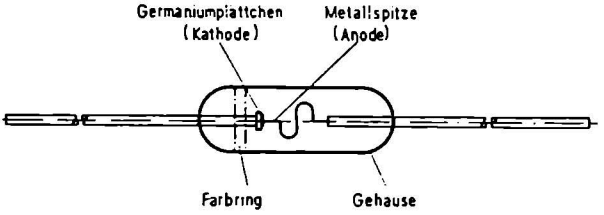
Hochfrequenz-T-Ersatzschaltbild eines Transistors (Basisschaltung)

Dieses Ersatzschaltbild ist nicht für die Anwendung im Niederfrequenzbereich geeignet



Germanium-Dioden

Germanium-Spitzen-Dioden bestehen aus einem Germaniumplättchen, auf das federnd eine Metallspitze aufgestellt ist. Diese Anordnung hat ein Glasgehäuse, mit dem sie dicht gegen äußere Einflüsse abgeschlossen ist. Das wesentliche Element einer Diode ist die Sperrschicht, der PN-Übergang. Dieser wird durch einen Formierungs-Stromstoß in der Umgebung des Spitzenkontaktes erzeugt und hat wegen seiner nahezu punktförmigen Ausdehnung eine sehr geringe Eigenkapazität. Germanium-Dioden können bis zu hohen Betriebsfrequenzen eingesetzt werden.



Die verschiedenen Diodentypen haben entsprechend ihrem Anwendungszweck unterschiedliche Kenndaten. Man unterscheidet z.B. Hochfrequenzdioden für hochohmige oder niederohmige Gleichrichterschaltungen. (AA 119 bzw. AA 116).

Grenzdaten

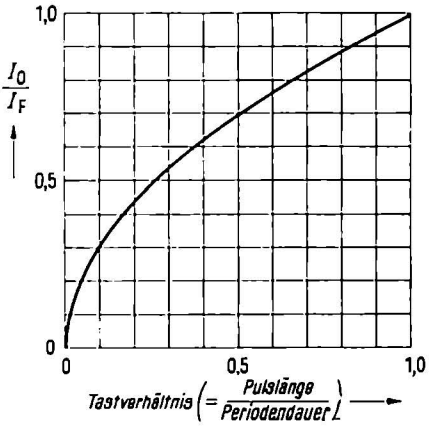
Die Grenzdaten zeigen, wie weit die Dioden belastet werden dürfen. Es werden die jeweils max. zulässigen Werte der elektrischen und thermischen Größen angegeben. Diese Werte dürfen in keinem Falle überschritten werden. Dies gilt einzeln für jede der angegebenen Größen. Bei sinus- oder rechteckförmiger Belastung gelten die max. zulässigen Scheitelwerte (Spitzensperrspannung und Spitzenwert des Durchlaßstromes) im Zusammenhang mit Angaben über Betriebsfrequenz bzw. Tastverhältnis. Bei Gleichrichterbetrieb ist der zulässige Wert des Richt-

stromes von der in den Stromflußpausen anliegenden Sperrspannung abhängig. Bei Aussteuerung der Dioden mit einer Spannung beliebiger Kurvenform ist die Integrationszeit t_{av} zu beachten. Die Grenzwerte sind im einzelnen:

U_R maximale Gleichspannung in Sperrichtung

U_{RV} maximale Spitzensperrspannung, Scheitelwert der Wechselspannung in Sperrichtung für eine Betriebsfrequenz $\geq$ 20 Hz sowohl bei sinusförmiger als auch bei rechteckförmiger Aussteuerung.

I_o Richtstrom = arithmetischer Mittelwert des Diodenstromes. Für Gleichrichterschaltungen mit ohmscher und kapazitiver Last und sinusförmiger Eingangswechselspannung kann I_o den jeweiligen Grenzkurven $I_o = f(U_{RM})$ entnommen werden.
Mit abnehmendem Tastverhältnis (= Pulslänge/Periodendauer) wird bei konstantem Richtstrom der die Diode durchfließende Effektivstrom und damit die Diodenbelastung größer.
Grundsätzlicher Verlauf der Richtstrom-Grenzbelastung in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.



Für höhere Umgebungstemperaturen I_U gilt für I_o die Regel

$$\frac{I_o\,(T_U)}{I_o\,(25\,°C)} = \frac{T_j - T_U}{T_j - 25}$$

i_{FM} maximaler Spitzenstrom in Durchlaßrichtung für eine Betriebsfrequenz > 20 Hz sowohl bei sinusförmiger als auch bei rechteckförmiger Aussteuerung.

i_{rs} Höchstwert des Durchlaßstromes, der für maximal 1 s fließen darf (nicht als Betriebswert zulässig, bei Wiederholungen können die Lebensdauereigenschaften beeinträchtigt werden).

t_{av} Integrationszeit = Zeit, innerhalb welcher der arithmetische Mittelwert von Strom bzw. Spannung die in den Grenzdaten angegebenen Gleichwerte nicht überschreiten darf. Gleichzeitig dürfen die Augenblickswerte die max. zulässigen Scheitelwerte laut Datenblatt nicht überschreiten.

Statische Kenndaten

Die statischen Kenndaten geben das Gleichstromverhalten wieder. Dabei unterscheidet man Angaben für den Durchlaß- und für den Sperrbereich.
Die beiden Bereiche zeigen ein unterschiedliches Temperaturverhalten. Die Durchlaßspannungsänderung beträgt etwa −2 mV/K. Der Temperaturkoeffizient des Sperrstromes ist bei kleinen Spannungen etwa 7%/K, er sinkt auf etwa 2%/K in Durchbruchnähe.

Dynamische Kenndaten

Die dynamischen Kenndaten beschreiben das HF-Verhalten einer Diode. Hierzu werden das Spannungsrichtverhältnis $r/_U$ und der Dämpfungswiderstand R_d angegeben. Diese Angaben gelten für die jeweilige Meßschaltung und Betriebsfrequenz. Unter dem Spannungsrichtverhältnis $r/_U$ versteht man den Quotienten aus der Richtspannung und dem Scheitelwert der HF-Eingangsspannung (als Maß für den Wirkungsgrad bei der Gleichrichtung von Wechselspannungen). Der Dämpfungswiderstand ist der HF-Eingangswiderstand einer belasteten Gleichrichterschaltung, also der durch die Diode am Schwingkreis bewirkte Parallelwiderstand der bei Spannungen von einigen Volt bis zum Minimalwert $R_L/2$ absinken kann.

Bei Schaltdioden wird die Sperrverzögerungszeit t_{rr} angegeben. Sie kennzeichnet jene Zeit, die zur Ausräumung der Ladungsträger im PN-Übergang nach vorhergehender Durchlaßbelastung benötigt wird. Zur eindeutigen Definition von t_{rr} wird eine bestimmte Meßschaltung angegeben, die dem charakteristischen Verhalten des jeweiligen Diodentyps am besten entspricht.

Silizium-Dioden

Silizium-Dioden zeichnen sich durch geringe Sperrströme, hohe Sperrspannungen und große Durchlaßsteilheit aus. Die hohe zulässige Sperrschichttemperatur T_j von typisch 150 °C erlaubt verhältnismäßig hohe Verlustleistungen und weiten Betriebstemperaturbereich.

Strom-Spannungs-Charakteristik

Die Strom-Spannungskennlinie steigt im Durchlaßbereich nach Überschreiten der Schwellenspannung von 0,6 bis 0,7 V steil an, hat im Sperrgebiet außerordentlich geringe Sperrströme (Größenordnung nA) und weist einen gegenüber Germanium-Dioden sehr steilen Durchbruch auf, sobald eine gewisse Sperrspannung überschritten wird.

Temperaturabhängigkeit

Die beschriebenen 3 Bereiche der Strom-Spannungskennlinie zeigen ein unterschiedliches Temperaturverhalten. Der Sperrstrom und die Durchlaßsteilheit nehmen mit steigender Temperatur zu. Da die Sperrströme selbst außerordentlich niedrig sind, stört diese Temperaturabhängigkeit der Sperrstromes wenig.

Die Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung ist eine Funktion des Wertes der jeweiligen Durchbruchspannung selbst.

Belastbarkeit

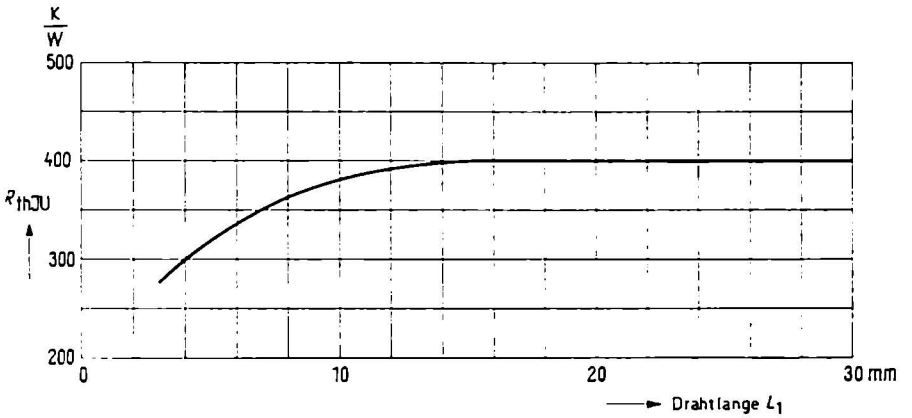
Der Wärmewiderstand R_{thJU} der Silizium-Dioden im Metallgehäuse ist $\leqq$ 500 K/W, im DO7-Glasgehäuse $\leq$ 400 K/W zwischen der Sperrschicht und ruhender umgebender Luft. Bei den Dioden im Metallgehäuse kann der Wärmewiderstand mit Hilfe einer Kühlschelle und Chassismontage wesentlich reduziert werden. In den Datenangaben wird für Chassismontage auf 12 cm² Aluminiumblech, 2 mm dick, ein Wärmewiderstand von $R_{thL} \leq$ 350 K/W angegeben. Der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse ist $\leq$ 250 K/W.

Nach der Beziehung $P_{tot} = \dfrac{T_j - T_U}{R_{th}}$

ergibt sich mit der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur von T_j = +150 °C bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C eine zulässige Verlustleistung von P_{tot} = 210 mW für Dioden im Metallgehäuse, sowie 250 mW bei den Dioden im Glasgehäuse DO-7 bei Betrieb in ruhender umgebender Luft. Für Dioden im Metallgehäuse ergibt sich sinngemäß eine zulässige Verlust-

leistung von 300 mW bei den obengenannten Kühlmaßnahmen. Bei Dioden im Miniatur-Glasgehäuse besteht folgender typischer Zusammenhang zwischen Wärmewiderstand und Abstand der Lötstelle vom Genhäuse.

Wärmewiderstand in Abhängigkeit von der Drahtlänge zwischen Gehäuse und Lötstelle der Drähte

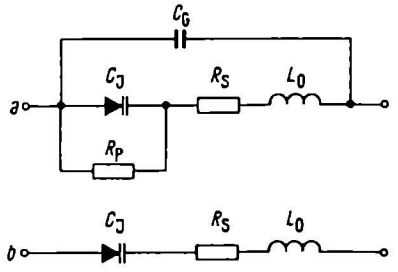


L_1 = Abstand zwischen Lötstelle und Glasgehäuse, wobei die Lötstellen auf 25 °C gehalten werden.

Kapazitätsdioden

Kapazitätsdioden finden Anwendung in Schaltungen zur elektronischen Schwingkreisabstimmung, in Nachstimmschaltungen, als Koppelelemente in Filtern mit regelbarer Bandbreite und als Modulatoren.

Das vereinfachte Hochfrequenz-Ersatzschaltbild der in Sperrichtung betriebenen Kapazitätsdiode besteht aus der Reihenschaltung der Zuleitungsinduktivität L_o, des Bahnwiderstandes R_s und der Sperrschichtkapazität C_J. Bei Frequenzen bis zum UKW-Bereich kann L_o vernachlässigt werden.



C_G	Gehäusekapazität
C_J	Sperrschichtkapazität
R_p	Verlustwiderstand der Sperrschicht
R_s	Bahnwiderstand
L_o	Reiheninduktivität

a) Ersatzschaltbild der Kapazitätsdiode
b) vereinfachtes Ersatzschaltbild für Hochfrequenz

Die Sperrschichtkapazität C hängt von der an die Diode angelegten Sperrspannung U_R ab.

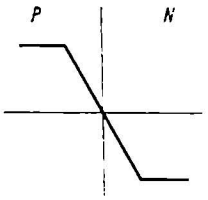
$$C_J = \frac{C_{Jo}}{\left(1 + \frac{U_R}{U_D}\right)^n}$$

C_{Jo} ist die Sperrschichtkapazität ohne äußere Vorspannung,

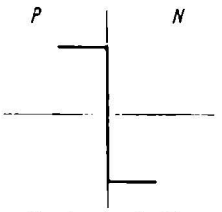
U_D die Diffusionsspannung, bei Siliziumdioden ca. 0,7 V,

n ist eine Größe, die vom Herstellungsverfahren der Diode beeinflußt wird.

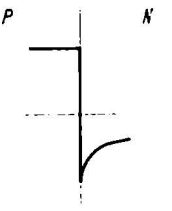
Während diffundierte Dioden mit linearem Störstellenübergang n = 0,33 aufweisen, haben die heute gebräuchlichen diffundierten Dioden in Planar-Epitaxialtechnik mit annähernd abruptem PN-Übergang ein n von etwa 0,45 bis 0,48. Durch besondere Diffusionsprozesse können Dioden mit hyperabruptem PN-Übergang und $n \geq 0{,}5$ hergestellt werden, die sich durch sehr großen nutzbaren Kapazitätshub auszeichnen und sich daher besonders für die Durchstimmung großer Frequenzbereiche (z. B. BB 105 für UHF) eignen. Bei diesen Dioden ist n eine Funktion der Sperrspannung.



linear $n = konst \approx 0{,}33$



abrupt $n = konst \approx 0{,}5$



hyperabrupt $n = f(U_R)$

Die Güte der Kapazitätsdiode errechnet sich aus der Kapazität C_J, dem Serienwiderstand R_s und der Frequenz f zu

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_J R_s}.$$

Der Serienwiderstand R_s nimmt mit wachsender Vorspannung ab.

Die Nichtlinearität der Kapazitätskennlinie führt bei großem Verhältnis Signalamplitude zu angelegter Spannung zu Signalverzerrung bzw. Verformung der Übertragungskurve. Um die störenden Amplituden- und Phasenverzerrungen bei Anwendung in Filterschaltungen zu verhindern und zur Erzielung hoher Güten werden Abstimmdioden mit möglichst hoher Sperrspannung betrieben.

Durch Gegentaktanordnung zweier Dioden lassen sich auch bei großen Aussteuerungen die Verzerrungen klein halten, da das Signal die Dioden gegenphasig aussteuert und die Kapazitätsänderungen bei den Dioden sich in erster Näherung aufheben. Für diese Art der Anwendung steht für den UKW-Bereich z. B. die Diode BB 104 zur Verfügung.

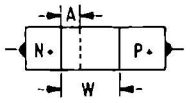
Der Temperaturbeiwert der Sperrschichtkapazität sinkt mit angelegter Sperrspannung und beträgt ca. 3×10^{-4}/K bei U_R = 3 V. Ursache ist die mit steigender Temperatur sinkende Diffusionsspannung U_D.

PIN-Dioden

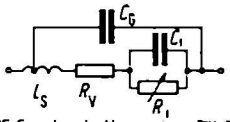
PIN-Dioden sind Halbleiterdioden, bei denen sich, anders als bei sonstigen Dioden, zwischen den P- und N-dotierten Gebieten eine Zone äußerst schwach dotierten hochohmigen Halbleitermaterials befindet, die – nahezu – eigenleitende I-Zone („intrinsic zone"). Da echte I-Leitfähigkeit praktisch nicht zu erreichen ist, ist die hochohmige Zone stets vom N- oder P-Leistungstyp, was gelegentlich durch die Bezeichnung γ- bzw. π-Zone angedeutet wird.

PIN-Dioden der Hochfrequenztechnik erfüllen Funktionen als verlustarme Schalter kleiner Eigenkapazität und kontinuierliche Amplitudenregler. Typische Beispiele in der Fernsehtechnik sind die VHF-Bandumschaltdioden (BA 182) oder die Tuner-AVR-Dioden BA 379.

Den technologischen Aufbau und das Ersatzschaltbild zeigen die Abbildungen.



Strukturschema einer PIN-Diode
W = Länge der I-Zone
A = Raumladungsgebiet



HF-Ersatzschaltung einer PIN-Diode
L_S, C_G sind Gehäuseanteile

Die Weite A der Raumladungszone ist abhängig von der an die Diode gelegte Spannung, im Sperrbereich dehnt sie sich maximal bis zur Weite W der I-Zone aus. A stellt das Dielektrikum eines verlustfreien Kondensators C_A dar; das Gebiet W–A ist elektrisch die Parallelschaltung eines hohen Widerstandes und einer kleinen Kapazität. Bei niedriger Frequenz wird C_A durch P^+ und N^+, $N\gamma$ kontaktiert, C_A ist dann die Diodenkapazität und meßbar spannungsabhängig. Bei hoher Frequenz überwiegt im $N\gamma$-Gebiet (W–A) der kapazitive Leitwert, als Gesamtadmittanz der Diode ist annähernd spannungsunabhängig die mit einem Verlustwiderstand R_i behaftete Kapazität C_i der I-Zone mit der Weite W zu messen.

Die I-Zone kann durch einen Flußstrom I_F mit Ladungsträgern beider Polarität angereichert werden, es wird dadurch der Widerstand R_i herabgesetzt. Für verzerrungsfreien Durchgang eines Wechselstromes i_f ist erforderlich, daß die Gesamtmenge der Ladung stets konstant bleibt, d. h. daß die Lebensdauer τ der Ladungsträger erheblich über der Periodendauer des Wechselstroms liegt.

Der Widerstand R_i ist nach der Formel

$$R_i \approx \frac{W^2}{\tau \cdot I_F}$$

durch I_F soweit zu erniedrigen, bis der durch Kontaktwiderstände und restliche Bahngebiete P^+, N^+ gebildete Widerstand R_v den Gesamtwiderstand r_f überwiegend bestimmt. Die Diodenimpedanz ist somit vom gesperrten Fall: $\dfrac{1}{\omega\,(C_i + C_G)}$

bis zum voll durchgesteuerten Fall: $r_{f\min} = R_v$ einstellbar, wobei technologische Optimierung für die Anpassung an den Einsatzfall als Schalter oder variabler linearer HF-Widerstand sorgt.

Z-Dioden

Bezeichnungsschema für Z-Dioden (früher Zenerdioden genannt)

Um die verschiedenen Spannungsgruppen mit den dazugehörigen Toleranzen von Z-Dioden eines Grundtyps unterscheiden zu können, werden an die Typenbezeichnung des Grundtyps (z. B. BZY 83) Zusatzbuchstaben und Ziffern angehängt. Diese Zusatzkennzeichnung wird durch einen Bruchstrich (/) abgetrennt.

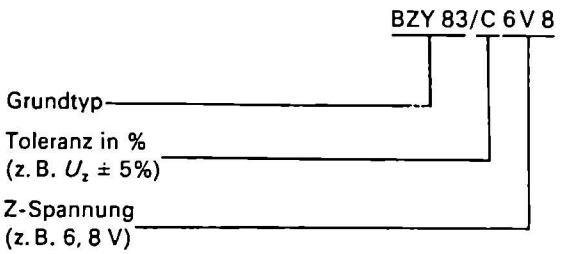
Als erstes wird durch die Angabe eines Buchstabens die prozentuale Toleranz der Z-Spannung angegeben (z. B. BZY 83/C).

Die verschiedenen Buchstaben haben folgende Bedeutung:

C ± 5%
D ± 10%

Daran schließt sich die Angabe der mittleren Z-Spannung des jeweiligen Typs an, durch Angabe des Zahlenwertes der Z-Spannung in Volt. Handelt es sich dabei um Werte, die zwischen zwei ganzen Zahlen liegen (z. B. 6, 8), so ist an die Stelle des Kommas ein „V" zu setzen (z. B. 6 V 8).

Als Beispiel ist im folgenden die komplette Bezeichnung einer Z-Diode angegeben



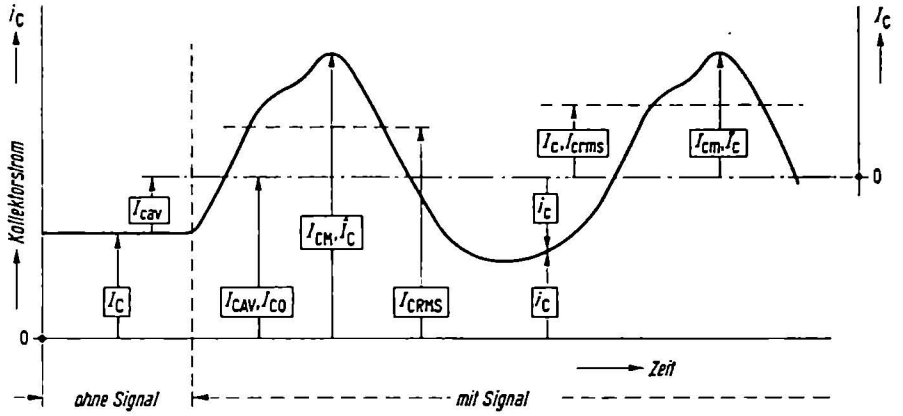
Erläuterung der Begriffe Grenzdaten und Kenndaten

Grenzdaten

Die in den Datenblättern angegebenen Grenzdaten sind absolute Grenzwerte. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, so kann dies zur Zerstörung des Halbleiter-Bauelementes führen, auch wenn die anderen Grenzdaten nicht ganz ausgenutzt werden. Grenzdaten gelten, wenn nicht anders angegeben wird, für 23 °C.

Kenndaten

Unter „Kenndaten" angegebene Werte sind dagegen als Mittelwerte aufzufassen. In vielen Fällen werden die Kenndaten durch Angabe des Streubereichs ergänzt.



I_C	Gleichstromwert ohne Signal
I_{CAV}	(arithmetischer) Mittelwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
I_{CM}, $\hat{I}_C$	Scheitelwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
I_{CRMS}	Effektivwert des Gesamtstromes (vom Wert Null an gezählt)
I_{cav}	(arithmetischer) Mittelwert der dem Ruhegleichstrom I_C überlagerten veränderlichen Komponente (vom Gleichstromwert ohne Signal I_C an gezählt)
I_c, I_{crms}	Effektivwert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)
I_{cm}, $\hat{I}_c$	Scheitelwert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)
i_C	Augenblicksgesamtwert (vom Wert Null an gezählt)
i_c	Augenblickswert der veränderlichen Komponente (vom arithmetischen Mittelwert I_{CAV} an gezählt)

Für die in dem obenstehenden Bild angegebenen Größen gelten die nachstehenden Beziehungen:

$$I_{CAV} = I_C + I_{cav}$$

$$\hat{I}_{CM} = I_C = I_{CAV} + I_{cm}$$

$$I_{CRMS} = \sqrt{I^2_{CAV} + I^2_{crms}}$$

$$I_C = I_{CAV} + i_c$$

1.3. Typenübersicht Transistoren und Darlingtonstufen, Standard-Typen

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V	Kollektorstrom I_C; mA	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}); K/W	Gehäuse K = Kühlklotz
AC 121	P	−20	−300	1,5	≤ 300 (50)	TO-1 ähnl.
AC 127	N	32	500	2,5	≦ 370 (110)	TO-1 ähnl.
AC 151 (r)	P	−32	−200	1,5	≤ 300 (50)	TO-1 ähnl.
AC 152	P	−32	−500	1,5	≦ 300 (50)	TO-1 ähnl.
AC 153	P	−32	−2000	1,5	≦ 300 (40)	TO-1 ähnl.
AC 153 K	P	−32	−2000	1,5	≦ 300 (45) [1]	K
AC 162	P	−32	−200	1,7	≤ 300 (50)	TO-1 ähnl.
AC 163	P	−32	−200	2,3	≤ 300 (50)	TO-1 ähnl.
AC 176	N	32	1000	3	≦ 300 (40)	TO-1 ähnl.
AC 176 K	N	32	1000	3	≦ 300 (45) [1]	K
AC 187 K	N	25	2000	5	≦ 45 [1]	K
AC 188 K	P	−25	−2000	1,5	≦ 45 [1]	K
AD 130	P	−32	−3000	0,35	(≤ 1,5)	TO-3
AD 131	P	−64	−3000	0,35	(≤ 1,5)	TO-3
AD 132	P	−80	−3000	0,35	(≦ 1,5)	TO-3
AD 133	P	−50	−15000	0,3	(≦ 1,5)	TO-41 ähnl.
AD 136	P	−40	−10000	0,3	(≦ 5)	TO-8
AD 148	P	−32	−3500	0,45	(≦ 4)	SOT-9
AD 149	P	−50	−3500	0,5	(≦ 2)	TO-3
AD 150	P	−32	−3500	0,45	(≦ 2)	TO-3
AD 161	N	32	3000	3	(≦ 4,5)	SOT-9
AD 162	P	−32	−3000	1,5	(≦ 4,5)	SOT-9
AD 163	P	−100	−3000	0,35	(≦ 1,5)	TO-3
AF 106	P	−25	−10	220	≦ 750 (400)	TO-72
AF 109 R	P	−20	−10	280	≦ 750 (400)	TO-72
AF 139	P	−20	−10	550	≦ 750 (400)	TO-72

[1]) Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Kühlblech unter der Befestigungsschraube (R_{thL})

Typenübersicht: Transistoren

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CES}); V	Kollektorstrom I_C; mA (I_{CM}); mA	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}); K/W	Gehäuse Pl = Plastik
AF 200 U	P	−25	−10	210	≦ 750 (400)	TO-72
AF 201 U	P	−25	−10	220	≦ 750 (400)	TO-72
AF 202	P	−25	−30	210	≦ 450 (200)	TO-72 ähnl.
AF 202 S	P	−32	−30	210	≦ 450 (200)	TO-72 ähnl.
AF 239	P	(−20)	−10	700	≦ 750 (400)	TO-72
AF 239 S	P	(−20)	−10	780	≦ 750 (400)	TO- 72
AF 240	P	(−20)	−10	500	≦ 750 (400)	TO-72
AF 279	P	(−20)	−10	780	≦ 600	TO-50 Pl ähnl.
AF 279 S	P	(−20)	−10	820	≦ 600	TO-50 Pl ähnl.
AF 280	P	(−20)	−10	550	≦ 600	TO-50 Pl ähnl.
AF 306	P	−25	−15	500	≦ 500	TO-92 Pl ähnl.
AF 379	P	(−20)	−20	1250	(≦ 450)	TO-50 Pl ähnl.
BC 107	N	(50)	(200)	250	≦ 500 (200)	TO-18
BC 108	N	(30)	(200)	250	≦ 500 (200)	TO-18
BC 109	N	(30)	50	300	≦ 500 (200)	TO-18
BC 110	N	80	50	100	≦ 500 (200)	TO-18
BC 122	N	30	75	250	≦ 1000	U 32 Pl
BC 123	N	45	75	250	≦ 1000	U 32 Pl
BC 140	N	80	1000	50	≦ 200 (35)	TO-39
BC 141	N	100	1000	50	≦ 200 (35)	TO-39
BC 147	N	(50)	(200)	250	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 148	N	(30)	(200)	250	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 149	N	(30)	50	300	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 157	P	(−50)	(−200)	130	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 158	P	(−30)	(−200)	130	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 159	P	(−25)	−50	130	≦ 420	SOT-25; Pl
BC 160	P	−40	−1000	> 50	≦ 200 (35)	TO-39
BC 161	P	−60	−1000	> 50	≦ 200 (35)	TO-39

Typenübersicht: Transistoren

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CES}); V	Kollektorstrom I_C; mA (I_{CM}); mA	Grenzfrequenz f_T; MHz	Warmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}); K/W	Gehäuse Pl = Plastik
BC 167	N	(50)	(200)	250	≤ 420	TO-92; Pl
BC 168	N	(30)	(200)	250	≤ 420	TO-92; Pl
BC 169	N	(30)	50	300	≤ 420	TO-92; Pl
BC 177	P	(−50)	(−200)	130	≤ 500 (200)	TO-18
BC 178	P	(−30)	(−200)	130	≤ 500 (200)	TO-18
BC 179	P	(−25)	−50	130	≤ 500 (200)	TO-18
BC 182	N	60	200	≥ 150	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 202	P	−30	−75	80	≤ 1000	U 32 Pl
BC 203	P	−45	−75	80	≤ 1000	U 32 Pl
BC 212	P	−60	−200	200	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 237	N	(50)	(200)	250	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 238	N	(30)	(200)	250	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 239	N	(30)	50	300	≤ 420	TO- 92ähnl.
BC 257	P	(−50)	(−200)	130	≤ 420	TO-92
BC 258	P	(−30)	(−200)	130	≤ 420	TO-92
BC 259	P	(−25)	−50	130	≤ 420	TO-92
BC 307	P	(−50)	(−200)	130	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 308	P	(−30)	(−200)	130	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 309	P	(−25)	−50	130	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 327	P	(−50)	−800	100	≤ 200	SOT-30
BC 328	P	(−30)	−800	100	≤ 200	SOT-30
BC 337	N	(50)	800	100	≤ 200	SOT-30
BC 338	N	(30)	800	100	≤ 200	SOT-30
BC 413	N	45	100	250	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 414	N	50	100	250	≤ 420	TO-92 ähnl.
BC 415	P	−45	−100	200	≤ 400	TO-92 ähnl.
BC 416	P	−50	−100	200	≤ 400	TO-92 ähnl.
BD 109	N	60	3000	> 30	(≤ 7)	SOT-9

Typenübersicht: Transistoren

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CES}); V	Kollektorstrom I_C; mA (I_{CM}; mA)	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}); K/W	Gehäuse Pl = Plastik
BC 546	N	80	100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 547	N	50	100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 548	N	30	100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 549	N	30	100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 550	N	50	100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 556	P	–80	–100	150	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 557	P	–50	–100	150	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 558	P	–30	–100	150	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 559	P	–30	–100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BC 560	P	–50	–100	300	≤ 250	TO-92 ähnl.
BD 130	N	100	15000	1,1	(≤ 1,5)	TO-3
BD 135	N	45	1500	> 50	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 136	P	–45	–1500	> 75	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 137	N	60	1500	> 50	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 138	P	–60	–1500	> 75	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 139	N	100[1])	1500	> 50	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 140	P	–100[1])	–1500	> 75	≤ 110 (8,4)	SOT-32; Pl
BD 433	N	22	4000	> 3	≤ 100	SOT-32; Pl
BD 434	P	–22	–4000	> 3	≤ 100	SOT-32; Pl
BD 435	N	32	4000	> 3	< 100	SOT-32; Pl
BD 436	P	–32	–4000	> 3	< 100	SOT-32; Pl
BD 437	N	45	4000	> 3	< 100	SOT-32; Pl
BD 438	P	–45	–4000	> 3	< 100	SOT-32; Pl
BD 439	N	60	4000		< 100	SOT-32; Pl
BD 440	P	–60	–4000		< 100	SOT-32; Pl
BD 441	N	80	4000		< 100	SOT-32; Pl
BD 442	P	–80	–4000		< 100	SOT-32; Pl

[1]) U_{CER}

Typenübersicht:
Leistungsdarlingtonstufen (Stromverstärkung B = 750 bis 2000)

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V	Kollektorstrom I_C; A (I_{CM}; A)	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand (R_{thJU}); K/W	Gehäuse (Metall – Kunststoff)
BD 643	N	45	8 (15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 644	P	-45	-8 (-15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 645	N	60	8 (15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 646	P	-60	-8 (-15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 647	N	80	8 (15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 648	P	-80	-8 (-15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 649	N	100	8 (15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 650	P	-100	-8 (-15)	> 1	< 80	TOP-66
BD 675	N	45	4 (7)	> 1	< 100	TOP-66
BD 676	P	-45	-4 (-7)	> 1	< 100	TOP-66
BD 677	N	60	4 (7)	> 1	< 100	TOP-66
BD 678	P	-60	-4 (-7)	> 1	< 100	TOP-66
BD 679	N	80	4 (7)	> 1	< 100	TOP-66
BD 680	P	-80	-4 (-7)	> 1	< 100	TOP-66

Typenübersicht: Transistoren

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CES}); V	Kollektorstrom I_C; mA (I_{CM}; mA)	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}); K/W	Gehäuse PI = Plastik
BF 194	N	30	30	260	≦ 450	SOT-25; PI
BF 195	N	30	30	200	≦ 450	SOT-25; PI
BF 198	N	40	25	400	≦ 420	TO-92 ähnl.
BF 199	N	40	25	550	≦ 420	TO-92 ähnl.
BF 240	N	40	25	400	≦ 420	TO-92 ähnl.
BF 241	N	40	25	400	≦ 420	TO-92 ähnl.
BF 254	N	30	30	260	≦ 450	TO-92 ähnl.
BF 255	N	30	30	200	≦ 450	TO-92 ähnl.
BF 324	P	−30	−25	350	≦ 420	TO-92 ähnl.
BF 362	N	30	20	800	≦ 580	TO-50 ähnl.
BF 363	N	30	20	800	≦ 580	TO-50 ähnl.
BF 450	P	−40	−25	325	≦ 660	TO-92 ähnl.
BF 451	P	−40	−25	325	≦ 660	TO-92 ähnl.
BF 457	N	160	100	90	(≦ 104 (10)	SOT-32; PI
BF 458	N	250	100	90	(≦ 104 (10)	SOT-32; PI
BF 459	N	300	100	90	(≦ 104 (10)	SOT-32; PI
BU 110	N	(330)	10000	25	(≦ 1,66)	TO-3 ähnl.
BU 111	N	(400)	6000	20	(≦ 2)	TO-3
BU 114	N	(250)	6000	20	(≦ 2)	TO-3
BU 126	N	750[1])	3000	> 8	(≦ 2,5)	TO-3
BU 208	N	(1500)	5000	—	(≦ 1,6)	TO-3
BU 310	N	160[1])	6000	25	(≦ 3)	TO-3
BU 311	N	200[1])	6000	25	(≦ 3)	TO-3
BU 312	N	280[1])	6000	25	(≦ 3)	TO-3

[1]) U_{CES}

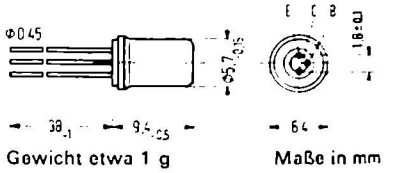
AC 153, AC 153 K
komplett gepaart AC 153/AC 176 PNP/NPN

PNP-Transistor für NF-Treiber- und Endstufen

AC 153 ist ein legierter PNP-Germanium-Transistor im Gehäuse 1 A 3 DIN 41871 (TO-1 ähnlich). Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert. Der Kollektoranschluß wird mit einem roten Punkt am Gehäuserand gekennzeichnet.
Zur Befestigung auf einem Chassis ist ein Befestigungsteil (Kühlschelle [1]) vorgesehen, dieses ist zusätzlich zu bestellen. Der Transistor AC 153 K hat ein Vierkantgehause und kann direkt mit gutem Wärmekontakt auf das Chassis montiert werden. Der Kollektoranschluß des AC 153 K ist durch eine kleine Vertiefung im Kühlblock gekennzeichnet.
Die Transistoren AC 153 und AC 153 K, zur Verwendung in hochwertigen NF-Treiberstufen und NF-Endstufen mittlerer Leistung, sind zusammen mit AC 176/AC 167 K auch als komplementäre Paare lieferbar.

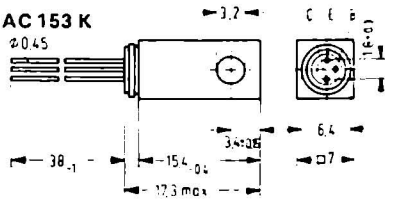
Typ	Bestellnummer
AC 153 V	Q60103-X153-E
AC 153 K V	Q60103-X153-E1
AC 153 VI	Q60103-X153-F
AC 153 K VI	Q60103-X153-F1
AC 153 VII	Q60103-X153-G
AC 153 K VII	Q60103-X153-G1
AC 153 gepaart	Q60103-X153-P
AC 153 kompl. gep.	Q60103-X153-S18
AC 153 K kompl. gep.	Q60103-X153-S11
AC 153 K gepaart	Q60103-X153-P1
AC 153/AC 176 gep.	Q60103-P153-A
AC 153 K/AC 176 K gepaart	Q60103-P153-B
Kühlschelle f. AC 153	Q62901-B1

AC 153



Gewicht etwa 1 g — Maße in mm

AC 153 K



Gewicht etwa 4,8 g — Maße in mm

Grenzdaten

		AC 153, AC 153 K	
Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CEO}$	18	V
Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CEV}$	32	V
Kollektor-Basis-Spannung	$-U_{CBO}$	32	V
Emitter-Basis-Spannung	$-U_{EBO}$	10	V
Kollektorstrom (siehe Diagramm)	$-I_C$	2	A
Basisstrom	$-I_B$	0,3	A
Sperrschichttemperatur	T_j	90	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +75	°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	1	W
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Luft (AC 153)	R_{thJU}	≦ 300	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse (AC 153)	R_{thJG}	≦ 40	K/W
Kollektorsperrschicht – Kühlblech unter der Befestigungsschraube; bei sorgfältiger Montage (AC 153 K)	R_{thL}	≦ 45	K/W

[1]) Bei sorgfältiger Montage Wärmewiderstand zwischen Transistorgehäuse und Kühlblech unter der Befestigungsschraube $R_{th} \leqq 10$ K/W.

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Die Transistoren AC 153 und AC 153 K werden bei $-I_C$ = 300 mA nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit römischen Ziffern gekennzeichnet.

Die folgenden Werte gelten bei $-U_{CB}$ = 0 V und nachstehenden Kollektorströmen:

B-Gruppe	V	VI	VII	
$-I_C$ mA	B I_C/I_B	B I_C/I_B	B I_C/I_B	$-U_{BE}$ V
50	66	97	167	0,22 (< 0,3)
300	75 (50 bis 100)	110 (75 bis 150)	190 (125 bis 250)	0,32 (< 0,45)
1000	68	100	173	0,43 (< 0,70)

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ($-I_C$ = 1 A, B = 20)	$-U_{CE\,sat}$ [1]	0,16 (< 0,5)	V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ($-I_C$ = 1 A für die Kennlinie, die bei konstantem Basisstrom durch den Kennlinienpunkt $-I_C$ = 1,1 A; $-U_{CE}$ = 1 V geht.)	$-U_{CE\,sat}$	0,35 (< 0,6)	V
Kollektor-Basis-Reststrom ($-U_{CBO}$ = 10 V)	$-I_{CBO}$	< 10	µA
Kollektor-Basis-Reststrom ($-U_{CBO}$ = 32 V)	$-I_{CBO}$	30 (< 200)	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CEV}$ = 32 V; $U_{BE} \geq$ 1 V)	$-I_{CEV}$	< 200	µA
Emitter-Basis-Durchbruchspannung ($-I_{EBO}$ = 200 µA)	$-U_{(BR)EBO}$	> 10	V

Paarungsbedingungen:

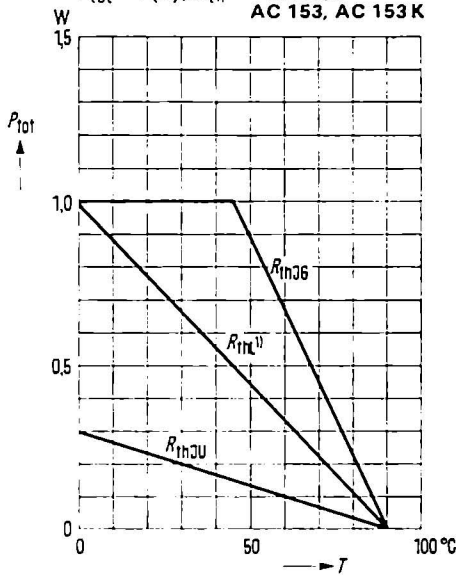
AC 153 (K) / AC 153 (K) Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 50 mA; U_{CB} = 0)	$\frac{B_1}{B_2}$	1,1 (< 1,25)
AC 153 (K) / AC 176 (K) Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 300 mA; U_{CB} = 0)	$\frac{B_1}{B_2}$	1,1 (< 1,25)

[1]) Der Transistor ist so weit übersteuert, daß die statische Stromverstärkung auf einen Wert von B = 20 abgesunken ist.

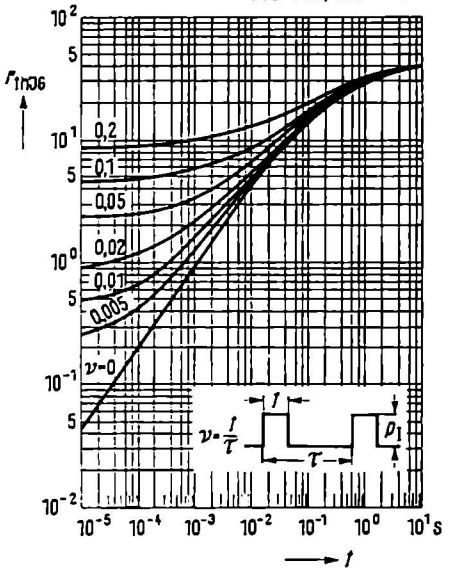
Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Transitfrequenz Arbeitspunkt: (I_C = 10 mA; $-U_{CE}$ = 2 V)	f_T	1,5 (> 1)	MHz
Grenzfrequenz im Emitterschaltung Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 10 mA; $-U_{CE}$ = 2 V)	f_α	15 (> 10)	kHz
Basis-Bahnwiderstand ($-U_{CE}$ = 5 V; I_C = 1 mA)	r_{bb}	25	Ω
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CB} = 5 V)	C_{CBO}	100	pF
Linearität der Stromverstärkung			
Arbeitspunkt: U_{Batt} = 10 V; R_{CC} = 16 Ω Quotient aus der dynamischen Betriebsstromverstärkung (v_i) bei $-I_C$ = 500 mA ($v_{i\,500}$) zum Betriebsstromverstärkungsmaximum (v_{imax})	$\frac{v_{i\,500}}{v_{imax}}$	0,6 (> 0,5)	

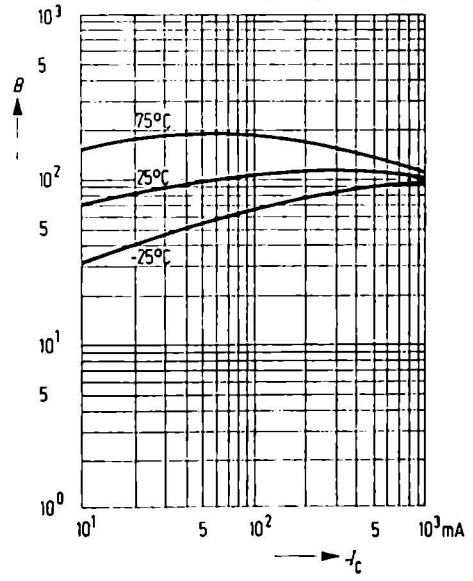
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter
AC 153, AC 153 K



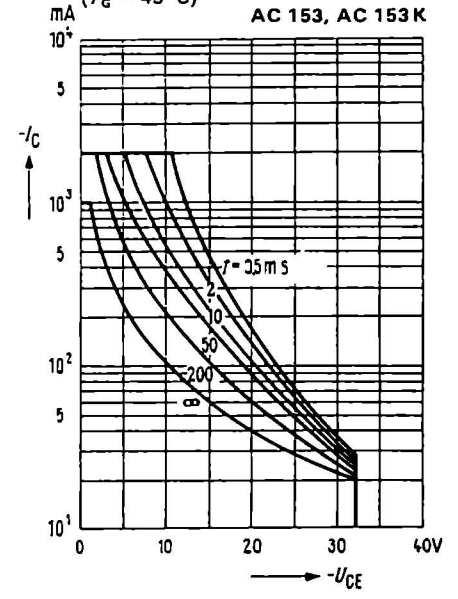
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$\frac{K}{W}$ $r_{thJG} = f(t)$; ν = Parameter
AC 153, AC 153 K



Stromverstärkung $B = f(I_C)$
$-U_{CE} = 1$ V; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)
AC 153, AC 153 K



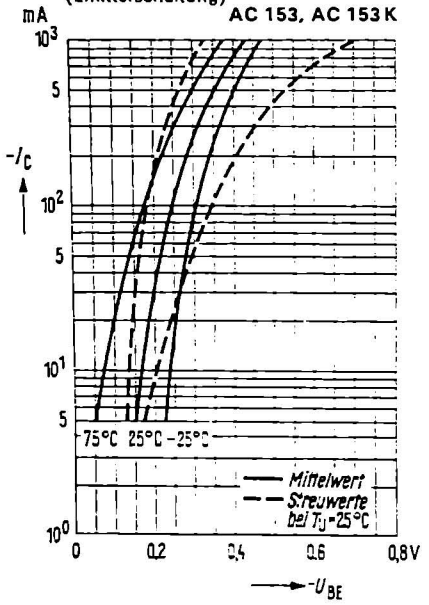
Zulässiger Arbeitsbereich
$I_C = f(U_{CE})$; t = Parameter
(T_G = 45 °C)
AC 153, AC 153 K



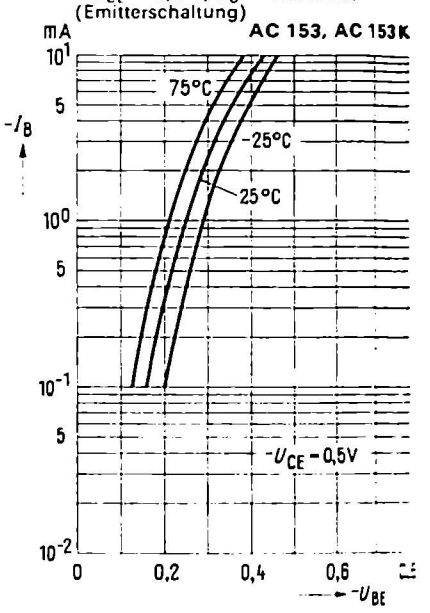
¹) Kühlblech: Aluminium 12,6 cm² × 2 mm

AC 153, AC 153 K
komplett gepaart AC 153/AC 176 PNP/NPN

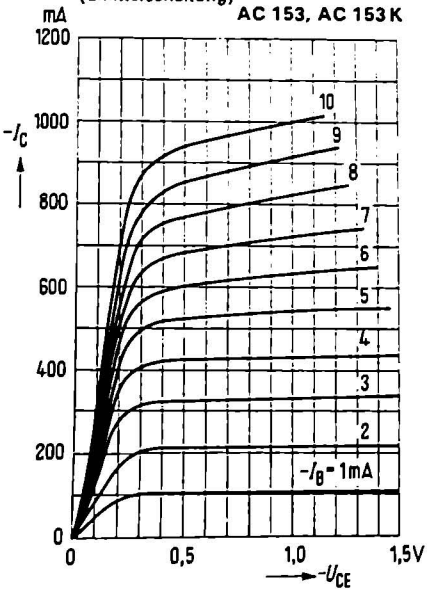
Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
Streuwerte bei T_U = 25 °C; $-U_{CE}$ = 1 V
(Emitterschaltung)



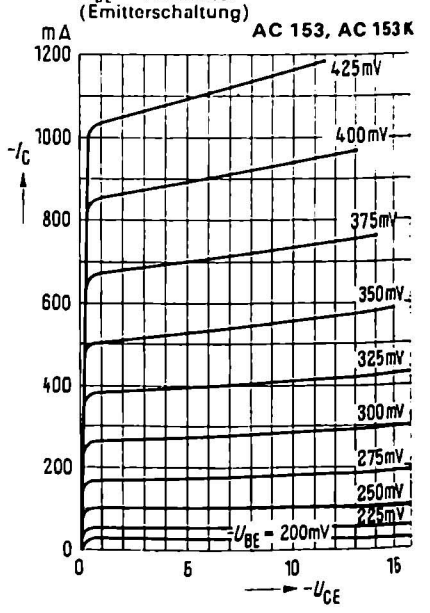
Eingangskennlinien $I_B = f(U_{BE})$
$-U_{CE}$ = 0,5 V; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)



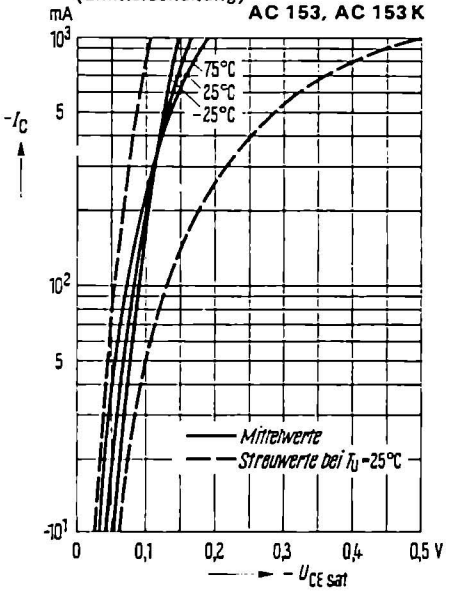
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



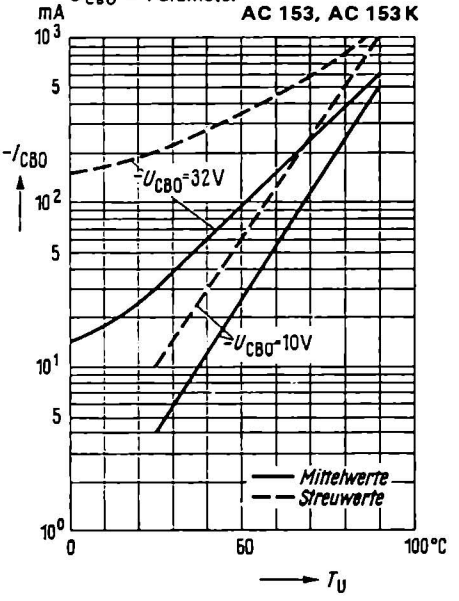
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter
(Emitterschaltung)



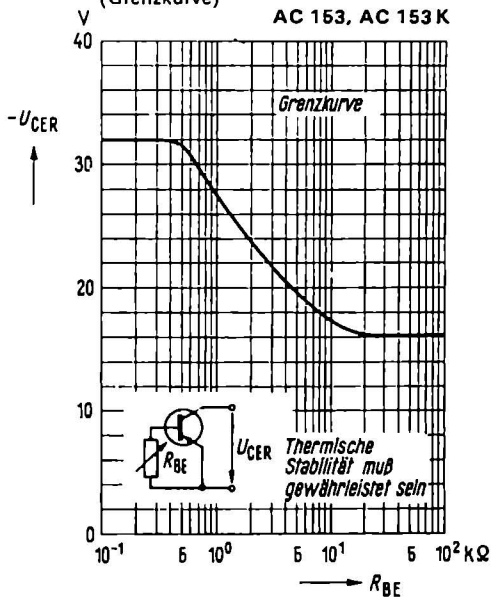
Sättigungsspannung $U_{CE\,sat} = f(I_C)$
Streuwerte für T_U = 25 °C; B = 20
(Emitterschaltung)



Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
U_{CBO} = Parameter



Sperrspannung $U_{CER} = f(R_{BE})$
(Grenzkurve)

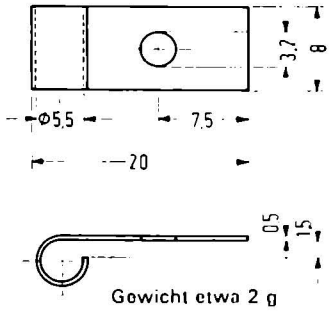


AC 176, AC 176 K
komplett gepaart AC 176/AC 153 NPN/PNP

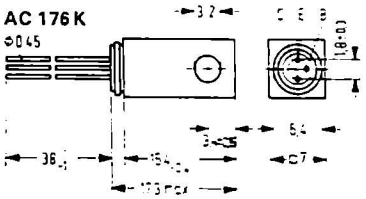
NPN-Transistor für NF-Endstufen bis 3,5 W

AC 176 ist ein legierter NPN-Germanium-Transistor im Gehäuse 1 A 3 DIN 41871 (TO-1 ähnlich). Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert. Der Kollektoranschluß wird mit einem roten Punkt am Gehäuserand gekennzeichnet.
Zur Befestigung auf einem Chassis ist ein Befestigungsteil (Kühlschelle [1]) vorgesehen, dieses ist zusätzlich zu bestellen. Der Transistor AC 176 K hat ein Vierkantgehäuse und kann direkt mit gutem Wärmekontakt auf das Chassis montiert werden. Der Kollektoranschluß des AC 176 K ist durch eine kleine Vertiefung im Kühlblock gekennzeichnet. AC 176 und AC 176 K, zur Verwendung in NF-Endstufen bis 3,5 W, sind zusammen mit AC 153/153 K auch als komplementäre Paare lieferbar.

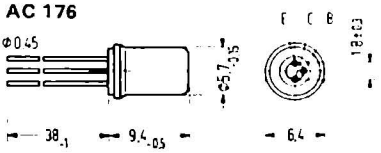
Typ	Bestellnummer
AC 176	Q60103-X176
AC 176 kompl. gep.	Q60103-X176-S5
AC 176 K	Q60103-X176-K
AC 176 K kompl. gep.	Q60103-X176-K3
AC 176/AC 153 gep.	Q60103-P153-A
AC 176 K/AC 153 K gep.	Q60103-P153-B
Kühlschelle	Q62901-B1



Gewicht etwa 2 g



Gewicht etwa 4,8 g Maße in mm



Gewicht etwa 1 g Maße in mm

Grenzdaten

Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	18	V
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	32	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	10	V
Kollektorstrom	I_C	1	A
Basisstrom	I_B	0,1	A
Sperrschichttemperatur	T_j	90	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +75	°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	1,0	W
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Luft (AC 176)	R_{thJU}	≦ 300	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse (AC 176)	R_{thJG}	≦ 40	K/W
Kollektorsperrschicht – Kühlblech unter der Befestigungsschraube; bei sorgfältiger Montage (AC 176 K)	R_{thL}	≦ 45	K/W

[1]) Bei sorgfältiger Montage Wärmewiderstand zwischen Transistorgehäuse und Kühlblech unter der Befestigungsschraube $R_{th} \leqq 10$ K/W.

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Für folgende Arbeitspunkte gilt:

U_{CB} V	I_C mA	I_B mA	B I_C/I_B	U_{BE} V
0	50	1,4	35	< 0,3
0	300	2,7 (1,2 bis 6)	110 (50 bis 250)	< 0,65
0	1000	33,3	30	< 1

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (I_C = 1 A für die Kennlinie, die bei konstantem Basisstrom durch den Kennlinienpunkt I_C = 1,1 A; U_{CE} = 1 V geht)	$U_{CE\,sat}$	< 0,6	V

	T_U	90	25	°C
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CEV} = 32 V; $-U_{BE}$ = 0,6 V)	I_{CEV}	1 (< 3)	—	mA
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 10 V)	I_{CBO}	—	7 (< 35)	µA
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 32 V)	I_{CBO}	1000 (< 3000)	25 (< 500)	µA
Emitter-Basis-Reststrom (U_{EBO} = 10 V)	I_{EBO}	—	20 (< 200)	µA

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 300 mA)	$U_{(BR)CEO}$	> 18	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 500 µA)	$U_{(BR)CBO}$	> 32	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 200 µA)	$U_{(BR)EBO}$	> 10	V

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

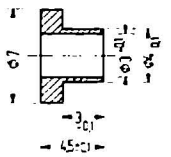
Transitfrequenz (I_C = 10 mA; U_{CE} = 2 V)	f_T	3 (> 1)	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 5 V; f = 450 kHz)	C_{CBO}	100	pF

AD 161
komplementär gepaart AD 161/AD 162 NPN/PNP

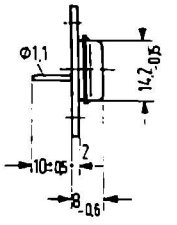
NPN-Transistor für NF-Endstufen

AD 161 ist ein legierter NPN-Germanium-Transistor im Gehäuse 9 A 2 DIN 41875 (SOT-9). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden.
Zur isolierten Befestigung des Transistors auf einem Chassis sind Isoliernippel und Glimmerscheibe vorgesehen, welche zusätzlich zu bestellen sind.
Der Transistor AD 161, zur Verwendung in NF-Endstufen, ist zusammen mit AD 162 komplementär gepaart für Gegentaktendstufen lieferbar.

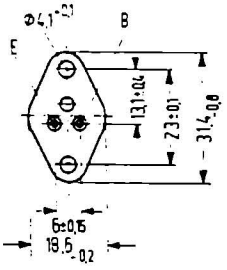
Typ	Bestellnummer
AD 161	Q60104-X161
AD 161 gepaart	Q60104-P161-P
AD 161/AD 162 gep.	Q60104-P161-A
Glimmerscheibe	Q62901-B16-A
Isoliernippel	Q62901-B13-B



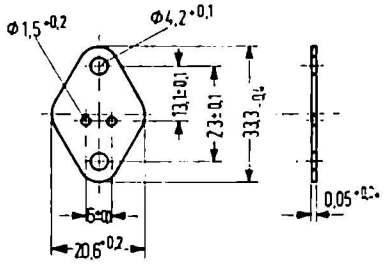
Isoliernippel:
Maßstab 2 : 1



Gewicht etwa 8,3 g



Maße in mm



Glimmerscheibe
trocken: R_{th} = 2,5 K/W
gefettet: R_{th} = 1 K/W

Grenzdaten

Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	20	V
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	32	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	10	V
Kollektorstrom	I_C	3	A
Basisstrom	I_B	0,3	A
Sperrschichttemperatur	T_j	90	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +75	°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	4	W
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 4,5	K/W

Statische Kenndaten (T_G = 25 °C)

Für folgende Arbeitspunkte gilt:

U_{CE} V	I_C mA	I_B mA	B I_C/I_B	U_{BE} V	U_{CEsat} [1] V
10	5	—	—	0,10 bis 0,14	—
1	50	0,33	150	< 0,3	—
1	500	3,33 (1,43 bis 10)	150 (50 bis 350)	< 0,65	—
1	2000	50 (< 83)	40 (> 24)	< 1,3	—
1	1000	—	—	—	< 0,6

	T_G	90	25	°C
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CEV} = 32 V; $-U_{BE}$ = 0,6 V)	I_{CEV}	1 (< 3)	—	mA
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 20 V)	I_{CBO}	500 (< 2700)	10 (< 50)	µA
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 32 V)	I_{CBO}	1000 (< 3000)	20 (< 500)	µA
Emitter-Basis-Reststrom (U_{EBO} = 10 V)	I_{EBO}	—	20 (< 200)	µA

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 500 mA)	$U_{(BR)CEO}$	> 20	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 500 µA)	$U_{(BR)CBO}$	> 32	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 200 µA)	$U_{(BR)EBO}$	> 10	V
Paarungsbedingungen: AD 161, AD 162 (I_C = 0,5 A; U_{CE} = 1 V)	$\frac{B_1}{B_2}$	< 1,25	—

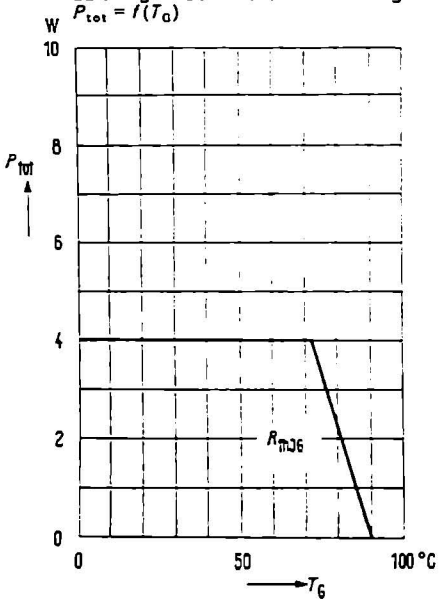
[1]) (I_C = 1 A für die Kennlinie, die bei konstantem Basisstrom durch den Kennlinienpunkt I_C = 1,1 A; U_{CE} = 1 V geht.)

AD 161
komplementär gepaart AD 161/AD 162 NPN/PNP

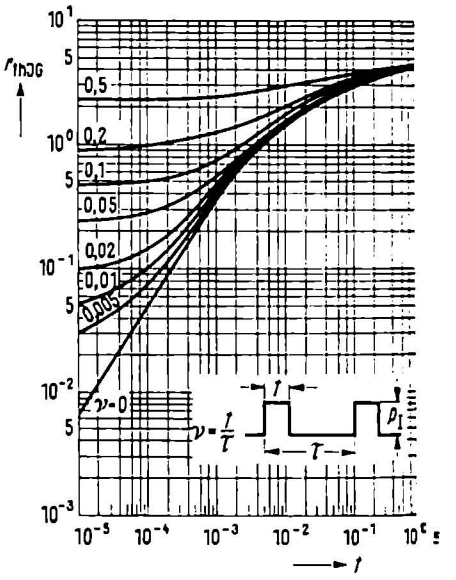
Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Transitfrequenz (I_C = 300 mA; U_{CE} = 2 V)	f_T	3 (> 1)	MHz
Grenzfrequenz in Emitterschaltung (I_C = 300 mA; U_{CB} = 2 V)	f_a	35	kHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 5 V; f = 450 kHz)	C_{CBO}	100	pF

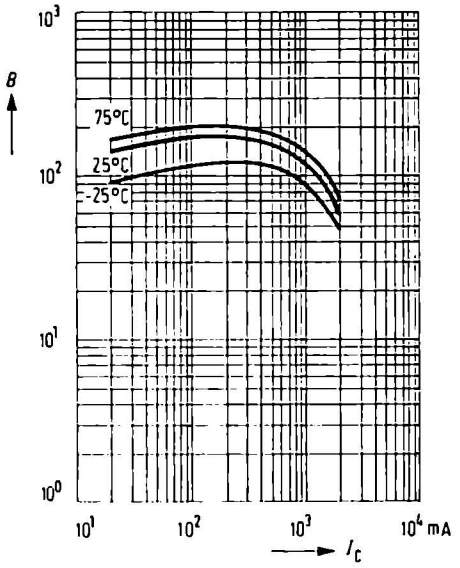
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T_G)$



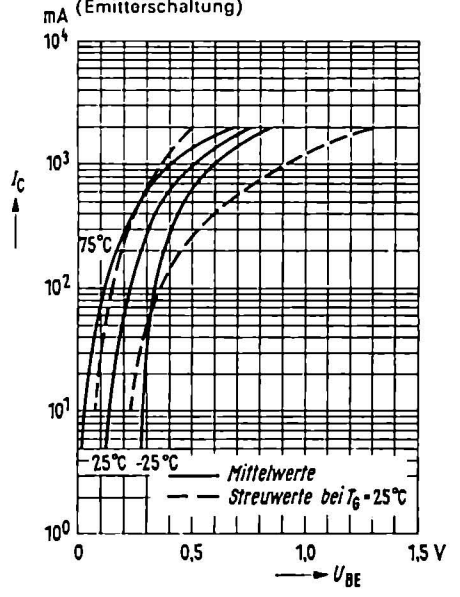
$\frac{K}{W}$ **Zulässige Impulsbelastbarkeit**
$\frac{K}{W} r_{thJG} = f(t)$; ν = Parameter



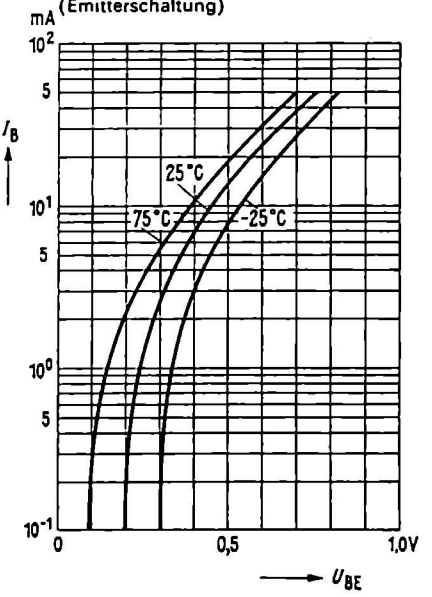
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
$U_{CE} = 1$ V; T_G = Parameter
(Emitterschaltung)



Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
$U_{CE} = 1$ V; T_G = Parameter
(Emitterschaltung)

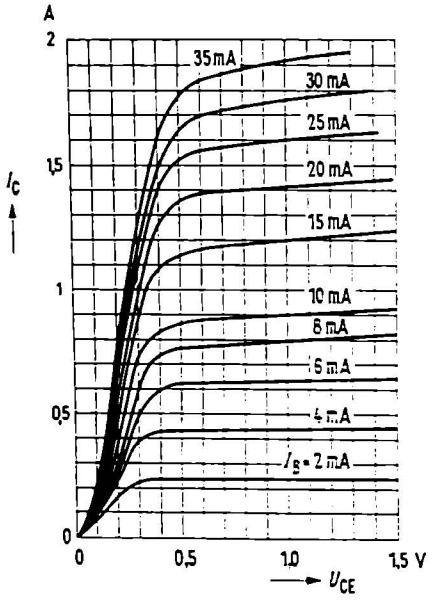


Eingangskennlinien $I_B = f(U_{BE})$
$-U_{CE} = 1$ V; T_G = Parameter
(Emitterschaltung)

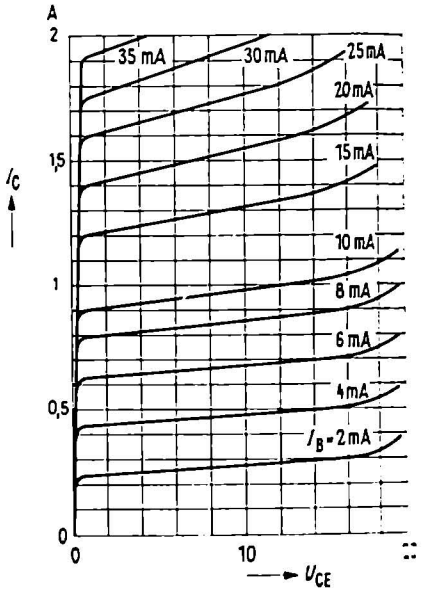


AD 161
komplementär gepaart AD 161/AD 162 NPN/PNP

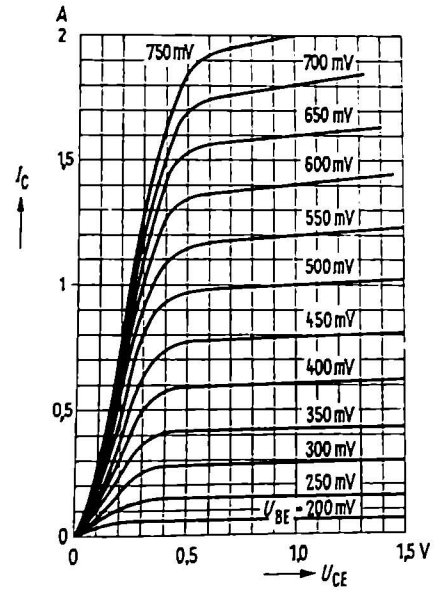
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



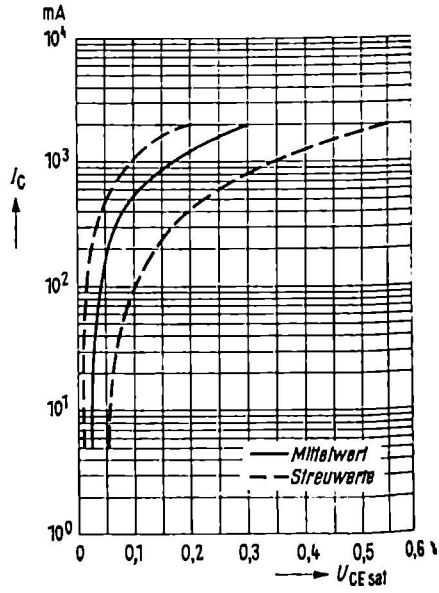
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



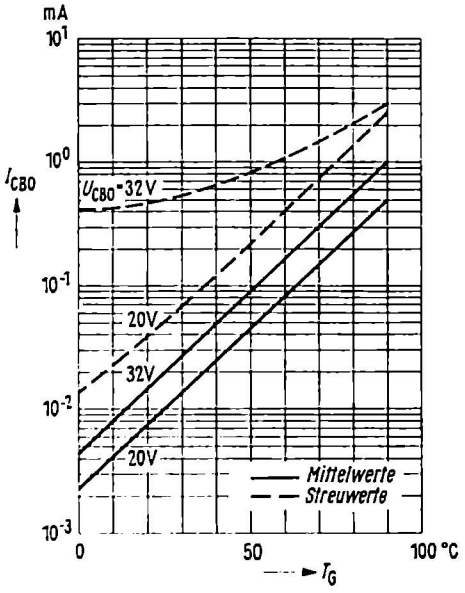
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter
(Emitterschaltung)



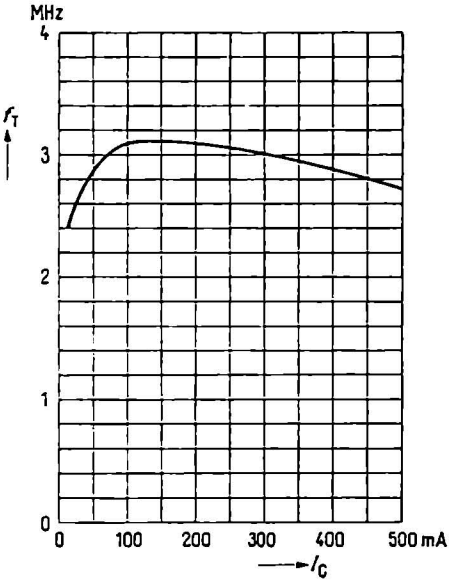
Sättigungsspannung $U_{CE\,sat} = f(I_C)$
B = 20; Streuwerte bei T_G = 25 °C
(Emitterschaltung)



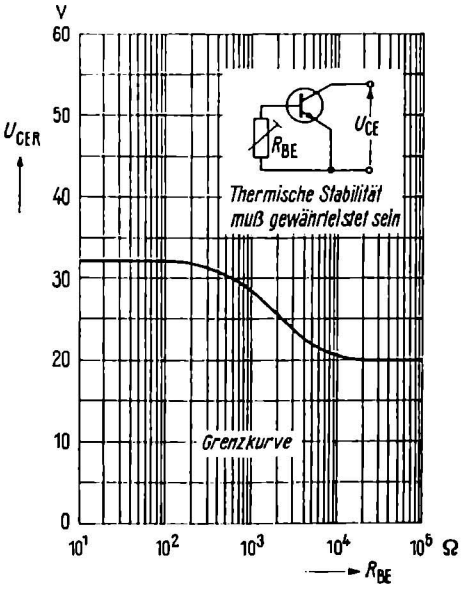
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_G)$
U_{CBO} = Parameter



Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
U_{CE} = 2 V



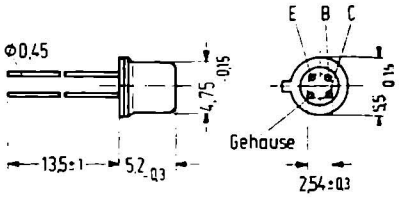
Sperrspannung $U_{CER} = f(R_{BE})$



PNP-Mesatransistor für UHF-Vorstufen bis 900 MHz

AF 239 ist ein PNP-Germanium-Transistor in Mesatechnik im Gehäuse 18 A 4 DIN 41876 (TO-72). Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert. Der Transistor AF 239 ist besonders zur Verwendung in UHF-Vorstufen bis 900 MHz geeignet.

Typ	Bestellnummer
AF 239	Q60106-X239



Gewicht etwa 0,4 g — Maße in mm

Grenzdaten

Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CEO}$	15	V
Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CES}$	20	V
Emitter-Basis-Spannung	$-U_{EBO}$	0,3	V
Kollektorstrom	$-I_C$	10	mA
Emitterstrom	I_E	11	mA
Basisstrom	$-I_B$	1	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	90	°C
Lagertemperatur	T_S	−30 bis +75	°C
Gesamtverlustleistung ($T_U \leq 45$ °C)	P_{tot}	60	mW

Wärmewiderstand

Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 750	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 400	K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Für folgende Arbeitspunkte gilt:

$-U_{CE}$ V	$-I_C$ mA	$-I_B$ µA	B I_C/I_B	$-U_{BE}$ mV
10	2	40	50 (> 10)	350
5	5	120	42	400

Kollektor-Emitter-Reststrom	($-U_{CES}$ = 20 V)	$-I_{CES}$	0,5 (< 8)	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom	($-U_{CEO}$ = 15 V)	$-I_{CEO}$	< 500	µA
Emitter-Basis-Reststrom	($-U_{EBO}$ = 0,3 V)	$-I_{EBO}$	< 100	µA

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CE}$ = 10 V; f = 100 MHz)

Transitfrequenz	f_T	700	MHz
Kurzschluß-Rückwirkungs-Kapazität ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CE}$ = 10 V; f = 450 kHz)	$-C_{12e}$	0,23	pF

Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CB}$ = 10 V)

Leistungsverstärkung in Basisschaltung			
(f = 800 MHz; R_L = 500 Ω)	V_{pb}	11,5 (> 9)	dB
(f = 800 MHz; R_L = 2 kΩ)	V_{pb}	14,5 (> 11,5)	dB
(f = 900 MHz; R_L = 500 Ω; $-U_{CB}$ = 10 V; I_E = 2 mA)	V_{pb}	10,5 (≧ 8,5)	dB
(f = 900 MHz; R_L = 2 kΩ)	V_{pb}	12,5	dB
Rauschmaß (f = 800 MHz; R_G = 60 Ω)	F	5 (< 6)	dB
Rauschmaß (f = 900 MHz; R_G = 60 Ω)	F	6 (< 7)	dB

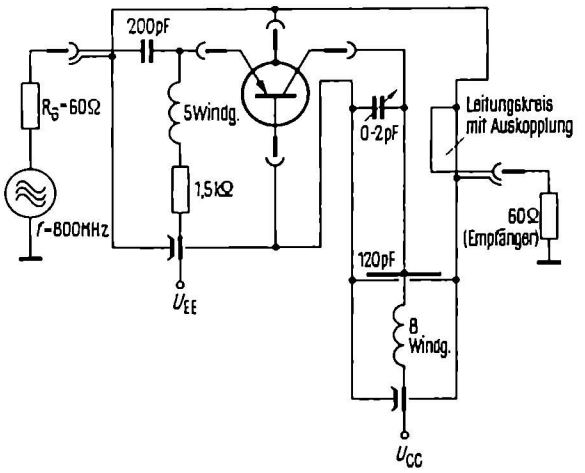
Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CE}$ = 10 V; f = 200 MHz)

Meßebene 5 mm unter Gehäuseboden

g_{11b} = 45 mS	$\lvert y_{21b} \rvert$ = 52 mS	$\lvert y_{12b} \rvert$ = 0,09 mS	g_{22b} = 0,05 mS
b_{11b} = −29 mX	φ_{21b} = 135°	φ_{12b} = −90°	b_{22b} = 1,6 mS

Arbeitspunkt: ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CB}$ = 10 V; f = 800 MHz)

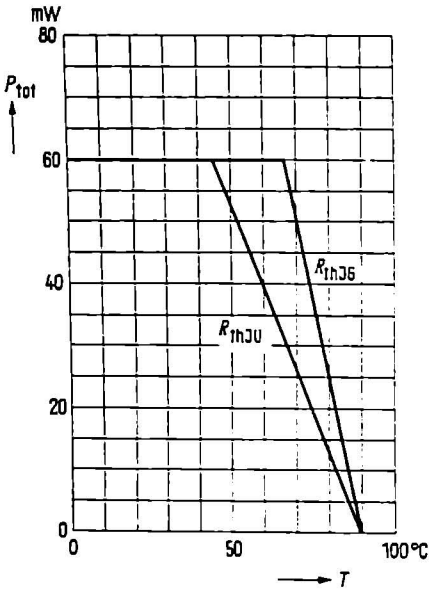
g_{11b} = 2 mS	$\lvert y_{21b} \rvert$ = 20 mS	$\lvert y_{21b} \rvert$ = 0,38 mS	g_{22b} = 0,5 mS
$-b_{11b}$ = 17,5 mS	φ_{21b} = 37°	φ_{12b} = −100°	b_{22b} = 6,3 mS



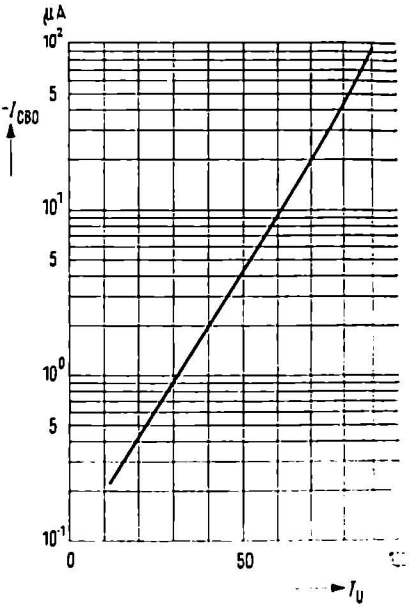
R_L = 2 kΩ

Meßschaltung für Leistungsverstärkung und Rauschen bei f = 800 MHz

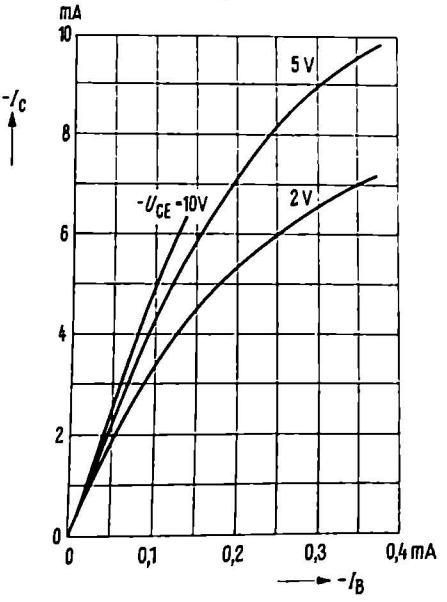
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter



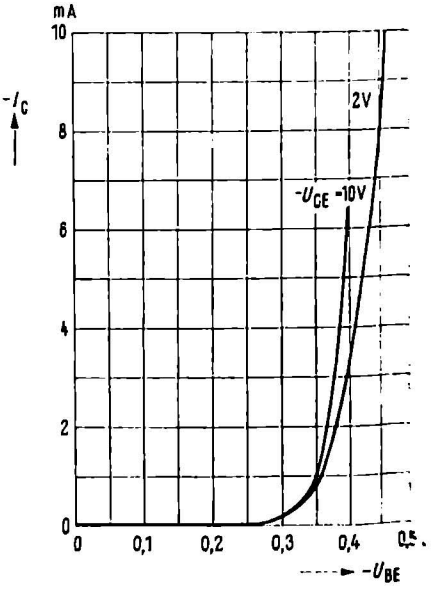
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
$-U_{CBO}$ = 20 V



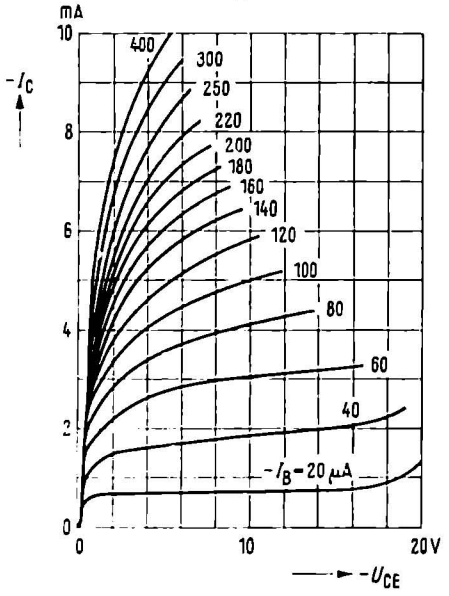
Kollektorstrom $I_C = f(I_B)$
U_{CE} = Parameter
(Emitterschaltung)



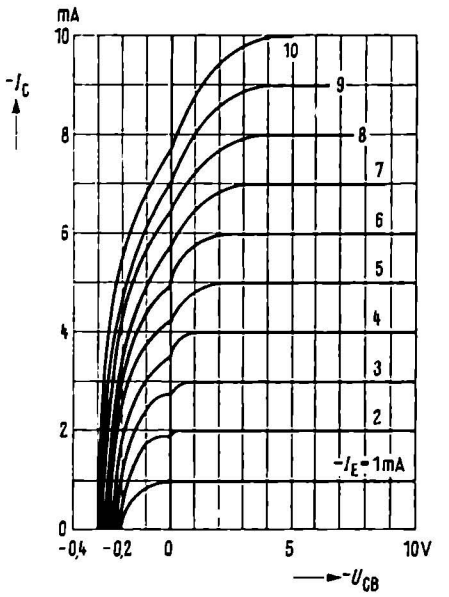
Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
U_{CE} = Parameter
(Emitterschaltung)



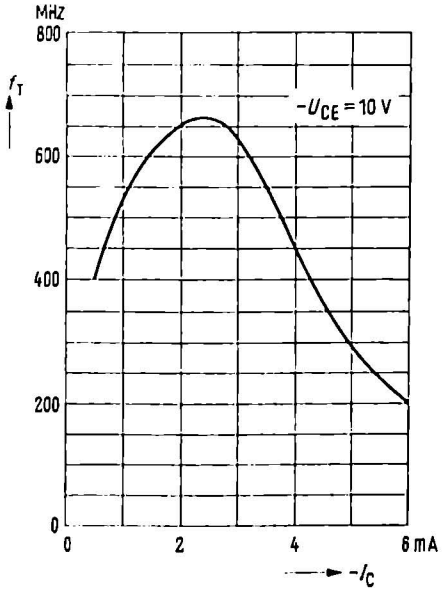
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



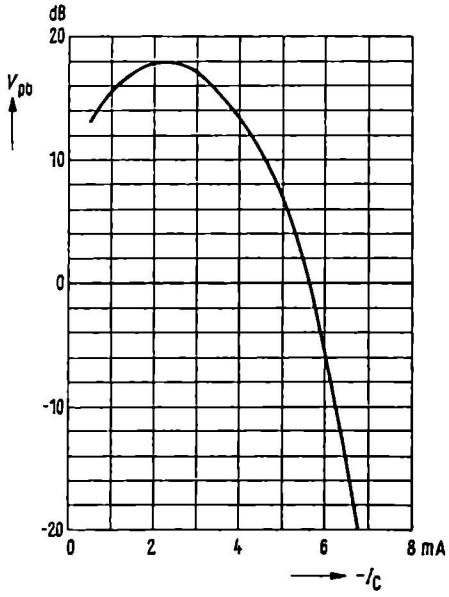
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CB})$
I_E = Parameter
(Basisschaltung)



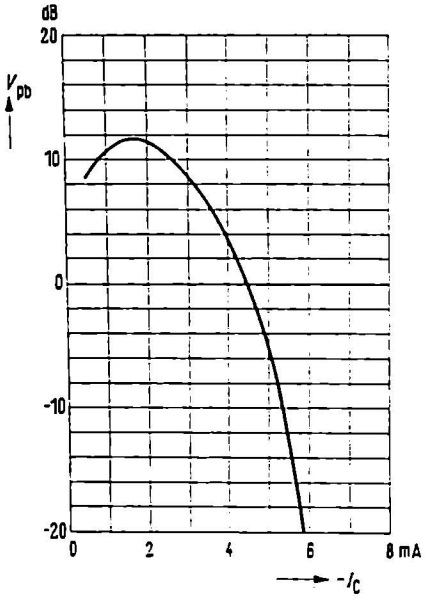
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
$-U_{CE}$ = 10 V; f = 100 MHz



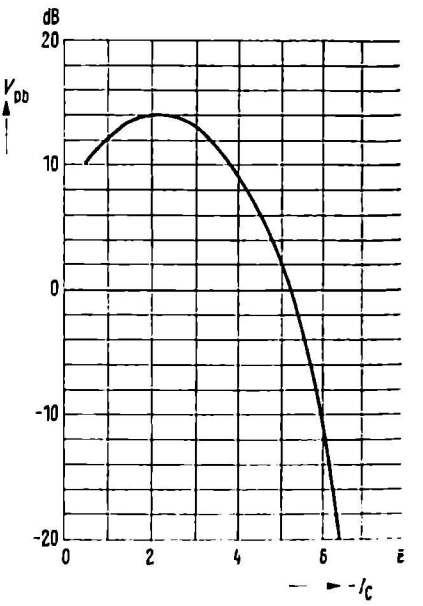
Leistungsverstärkung $V_{pb} = f(I_C)$
f = 500 MHz; $-U_{Batt}$ = 10 V; R_V = 1 kΩ
R_L = 2 kΩ (Basisschaltung)



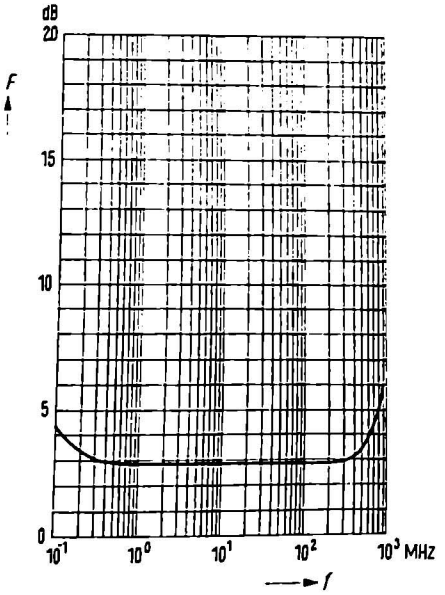
Leistungsverstärkung $V_{pb} = f(I_C)$
$f = 800\,MHz$; $-U_{Batt} = 10\,V$; $R_v = 1\,k\Omega$
$R_L = 500\,\Omega$; (Basisschaltung)



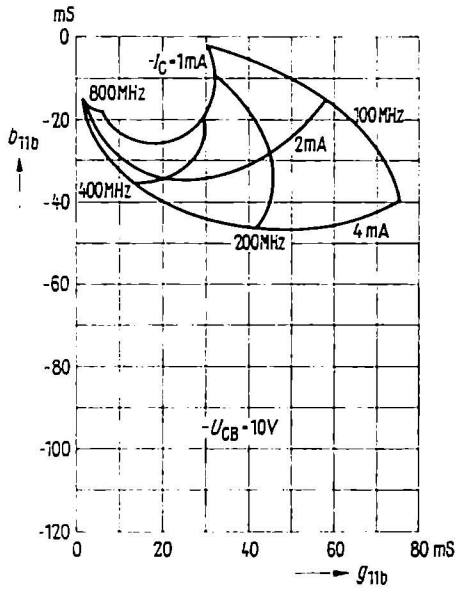
Leistungsverstärkung $V_{pb} = f(I_C)$
$f = 800\,MHz$; $-U_{Batt} = 10\,V$; $R_v = 1\,k\Omega$
$R_L = 2\,k\Omega$; (Basisschaltung)



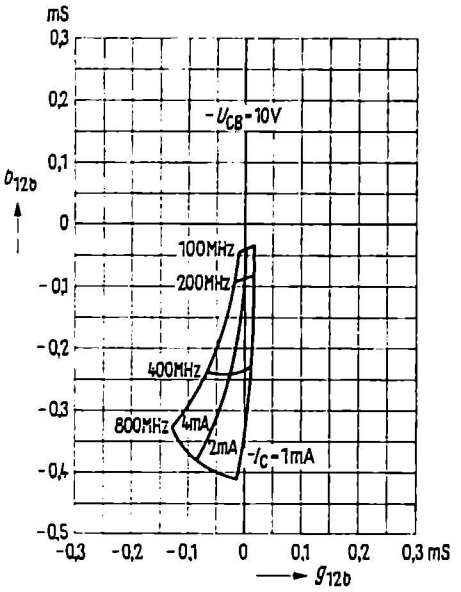
Frequenzabhängigkeit des Rauschens $F = f(f)$
$-U_{CB} = 10\,V$; $-I_C = 2\,mA$; $R_G = 60\,\Omega$



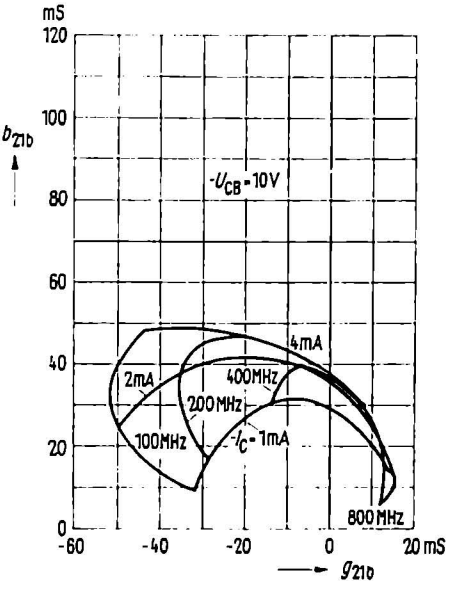
Eingangsleitwert y_{11b}
$-U_{CB}$ = 10 V (Basisschaltung)
Meßebene 5 mm unter Gehäuseboden



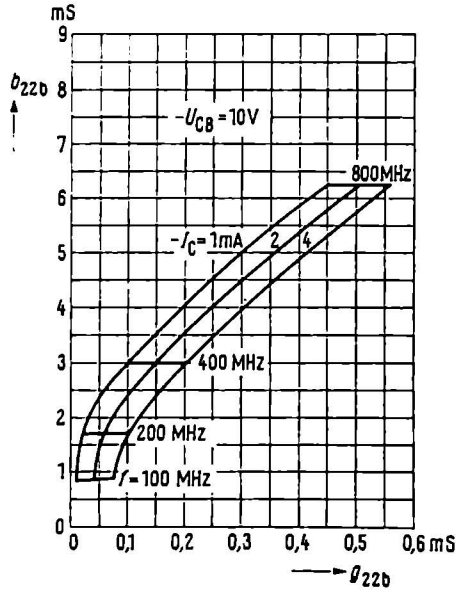
Rückwärtssteilheit y_{12b}
$-U_{CB}$ = 10 V (Basisschaltung)
Meßebene 5 mm unter Gehäuseboden



Vorwärtssteilheit y_{21b}
$-U_{CB}$ = 10 V (Basisschaltung)
Meßebene 5 mm unter Gehäuseboden



Ausgangsleitwert y_{22b}
$-U_{CB}$ = 10 V (Basisschaltung)
Meßebene 5 mm unter Gehäuseboden



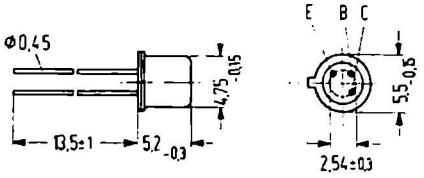
NPN-Transistoren für NF-Vor- und Treiberstufen sowie universelle Anwendung

Obige Transistoren sind epitaktische NPN-Silizium Planar-Transistoren zur Verwendung in NF-Vor- und Treiberstufen (BC 109, BC 149, BC 169 für rauscharme Vorstufen).
BC 107, BC 108, BC 109 im Metallgehäuse 18 A 3 DIN 41876 (TO-18)
als Komplementärtransistoren zu BC 177, BC 178, BC 179
Der Kollektor ist elektrisch mit dem Gehäuse verbunden.
BC 147, BC 148, BC 149 in Kunststoffgehäuse 11 A 3 DIN 41869 Bl. 3 (SOT-25)
als Komplementärtransistoren zu BC 157, BC 158, BC 159
BC 167, BC 168, BC 169 in Kunststoffgehäuse (TO-92)
als Komplementärtransistoren zu BC 257, BC 258, BC 259

Typ	Bestellnummer
BC 107 A	Q60203-X107-A
BC 107 B	Q60203-X107-B
BC 108 A	Q60203-X108-A
BC 108 B	Q60203-X108-B
BC 108 C	Q60203-X108-C
BC 109 B	Q60203-X109-B
BC 109 C	Q60203-X109-C
BC 147 A	Q60203-X147-A
BC 147 B	Q60203-X147-B
BC 148 A	Q60203-X148-A
BC 148 B	Q60203-X148-B
BC 148 C	Q60203-X148-C

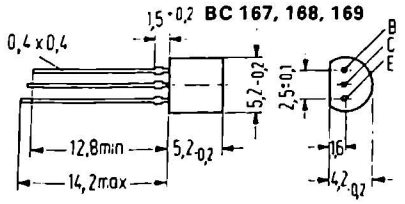
Typ	Bestellnummer
BC 149 B	Q60203-X149-B
BC 149 C	Q60203-X149-C
BC 167 A	Q62702-C74
BC 167 B	Q62702-C75
BC 168 A	Q62702-C76
BC 168 B	Q62702-C77
BC 168 C	Q62702-C78
BC 169 B	Q62702-C79
BC 169 C	Q62702-C80

BC 107, 108, 109



Gewicht etwa 0,3 g — Maße in mm

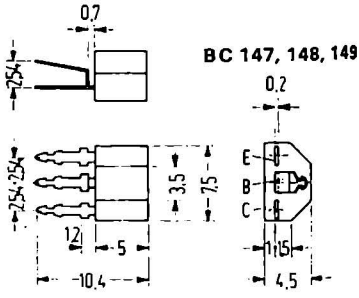
BC 167, 168, 169



Gewicht etwa 0,25 g — Maße in mm

Einbauhinweise und Bohrungsdurchmesser siehe Vorwort dieses Bandes

BC 147, 148, 149



Gewicht etwa 0,33 g — Maße in mm

Grenzdaten		BC 107	BC 108	BC 109	BC 147 BC 167	BC 148 BC 168	BC 149 BC 169	
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CES}	50	30	30	50	30	30	V
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	45	20	20	45	20	20	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	6	5	5	6	5	5	V
Kollektorstrom	I_C	100	100	50	100	100	50	mA
Kollektor-Spitzenstrom	I_{CM}	200	200	—	200	200	—	mA
Basisstrom	I_B	50	50	5	50	50	5	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	175	175	175	150	150	150	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +175			−55 bis +150			°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	300	300	300	300	300	300	mW
Wärmewiderstand								
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}		≦ 500			≦ 420		K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}		≦ 200			—		K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C). Die Transistoren werden nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit A, B, C gekennzeichnet. Bei U_{CE} = 5 V und untenstehenden Kollektorströmen gelten die nachfolgenden statischen Werte:

B-Gruppe	A	B	C
Typ	**BC 107, 147, 167** **BC 108, 148, 168** —	**BC 107, 147, 167** **BC 108, 148, 168** **BC 109, 149, 169**	— **BC 108, 148, 168** **BC 109, 149, 169**
I_C mA	*B* I_C/I_B	*B* I_C/I_B	*B* I_C/I_B
0,01	90	150	270
2	170 (120 bis 220)	290 (180 bis 460)	500 (380 bis 800)
100 [2])	120	200 [2])	400 [2])

Typ	BC 107, 147, 167	BC 107, BC 147, BC 167			
	BC 108, 148, 168	BC 108, BC 148, BC 168			
	BC 109, 149, 169	BC 109, BC 149, BC 169			
I_C mA	U_{BE} V	I_C mA	I_B mA	U_{CEsat} [1]) V	U_{BEsat} [1]) V
0,1	0,55	10	0,5	0,07 (< 0,2)	0,73 (< 0,83)
2	0,62 (0,55 bis 0,7)				
100 [2])	0,83 [2])	100 [2])	5	0,2 (< 0,6) [2])	0,87 (< 1,05) [2])

[1]) Der Transistor ist so weit übersteuert, daß die statische Stromverstärkung auf einen Wert von B = 20 abgesunken ist.
[2]) Meßwerte gelten nicht für BC 109, BC 149, BC 169.

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BC 107 BC 147 BC 167	BC 108 BC 148 BC 168	BC 109 BC 149 BC 169	
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CES} = 50 V)	I_{CES}	0,2 (< 15)	—	—	nA
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CES} = 30 V)	I_{CES}	—	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	nA
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CES} = 50 V; T_U = 125 °C)	I_{CES}	0,2 (< 4)	—	—	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CES} = 30 V; T_U = 125 °C)	I_{CES}	—	0,2 (< 4)	0,2 (< 4)	µA
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 1 µA)	$U_{(BR)EBO}$	> 6	> 5	> 5	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 2 mA)	$U_{(BR)CEO}$	> 45	> 20	> 20	V

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BC 107	BC 108	BC 109	
Transitfrequenz (I_C = 0,5 mA; U_{CE} = 3 V)	f_T	85	85	85	MHz
Transitfrequenz (I_C = 10 mA; U_{CE} = 5 V; f = 100 MHz)	f_T	250 (> 150)	250 (> 150)	300 (> 150)	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 10 V; f = 1 MHz)	C_{CBO}	3,5 (< 6)	3,5 (< 6)	3,5 (< 6)	pF
Emitter-Basis-Kapazität (U_{EBO} = 0,5 V; f = 1 MHz)	C_{EBO}	8	8	8	pF
Rauschmaß (I_C = 0,2 mA; U_{CE} = 5 V; R_G = 2 kΩ; Δf = 30 Hz bis 15 kHz)	F	—	—	< 4	dB
Rauschmaß (I_C = 0,2 mA; U_{CE} = 5 V; R_G = 2 kΩ) f = 1 kHz; Δf = 200 Hz)	F	2 (< 10)	2 (< 10)	< 4	dB

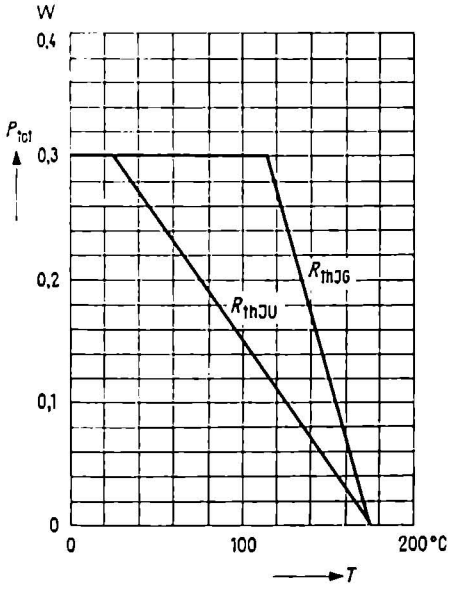
		BC 147 BC 167	BC 148 BC 168	BC 149 BC 169	
Transitfrequenz (I_C = 0,5 mA; U_{CE} = 3 V)	f_T	85	85	85	MHz
Transitfrequenz (I_C = 10 mA; U_{CE} = 5 V; f = 100 MHz)	f_T	250 (> 150)	250 (> 150)	300 (> 150)	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 10 V; f = 1 MHz)	C_{CBO}	< 4,5	< 4,5	< 4,5	pF
Emitter-Basis-Kapazität (U_{EBO} = 0,5 V; f = 1 MHz)	C_{EBO}	8	8	8	pF
Rauschmaß (I_C = 0,2 mA; U_{CE} = 5 V; R_G = 2 kΩ; Δf = 30 Hz bis 15 kHz)	F	—	—	< 4	dB
Rauschmaß (I_C = 0,2 mA; U_{CE} = 5 V; R_G = 2 kΩ f = 1 kHz; Δf = 200 Hz)	F	2 (< 10)	2 (< 10)	< 4	dB

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

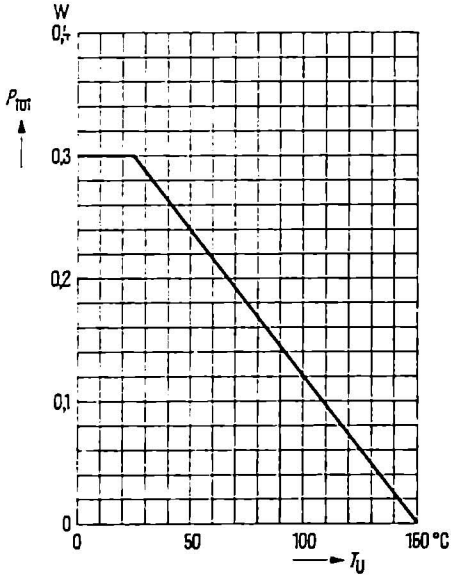
I_C = 2 mA; U_{CE} = 5 V; f = 1 kHz

B-Gruppe	A	B	C	
	BC 107, 147, 167	**BC 107, 147, 167**	—	
Typ	**BC 108, 148, 168**	**BC 108, 148, 168**	**BC 108, 148, 168**	
	—	**BC 109, 149, 169**	**BC 109, 149, 169**	
h_{11e}	2,7 (1,6 bis 4,5)	4,5 (3,2 bis 8,5)	8,7 (6 bis 15)	kΩ
h_{12e}	1,5	2	3	10^{-4}
h_{21e}	220	330	600	—
h_{22e}	18 (< 30)	30 (< 60)	60 (< 110)	μS

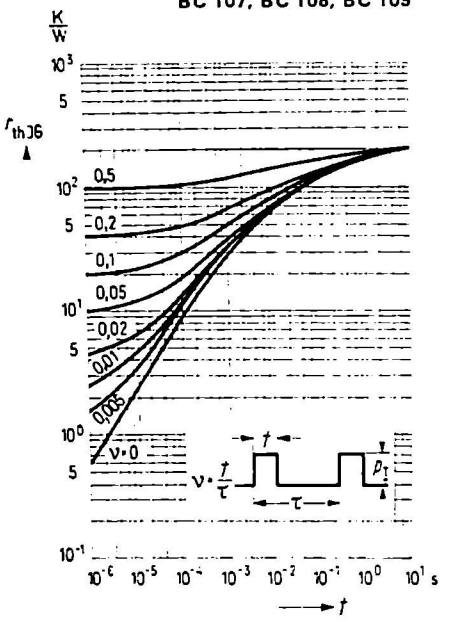
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter
BC 107, BC 108, BC 109



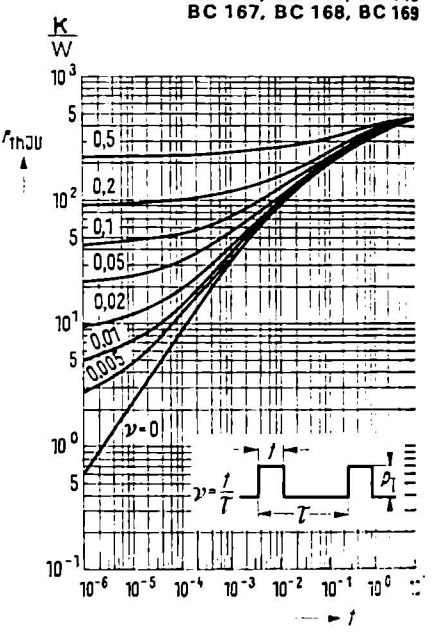
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T_U)$ **BC 147, BC 148, BC 149**
BC 167, BC 168, BC 169



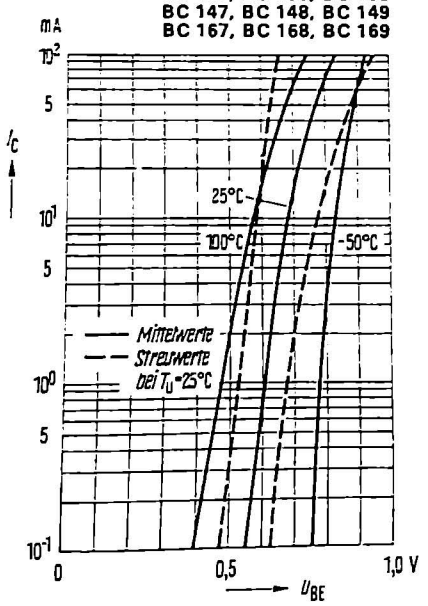
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$r_{thJC} = f(t)$; ν = Parameter
BC 107, BC 108, BC 109



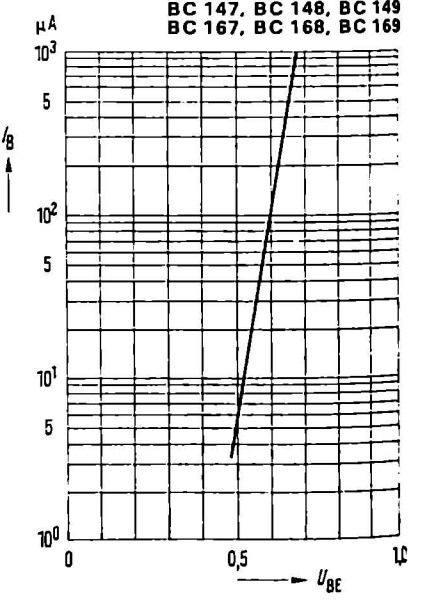
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$r_{thJU} = f(t)$; ν = Parameter
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



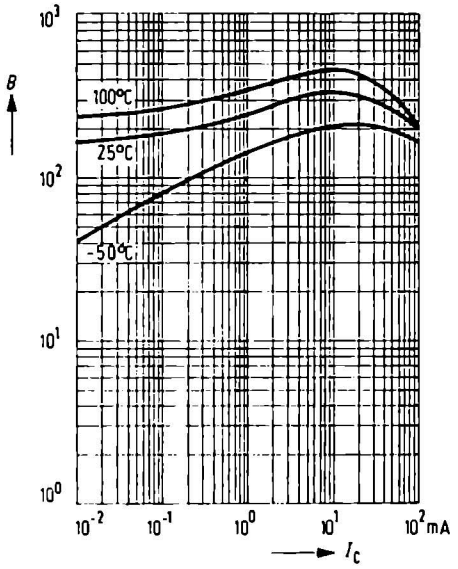
Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
U_{CE} = 5 V (Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



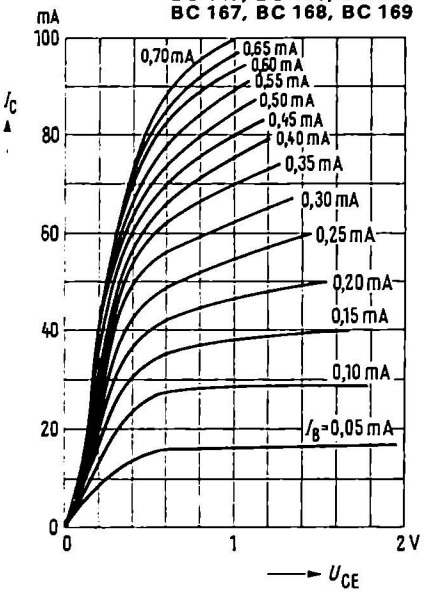
Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$
U_{CE} = 5 V (Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



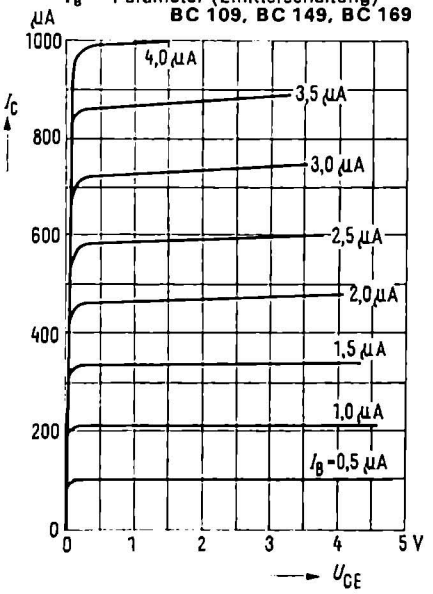
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
U_{CE} = 5 V; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



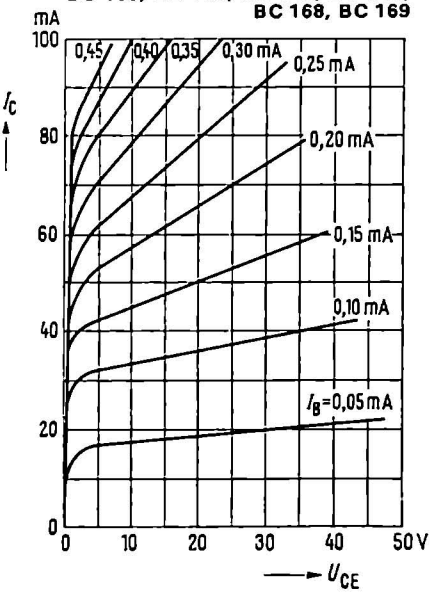
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



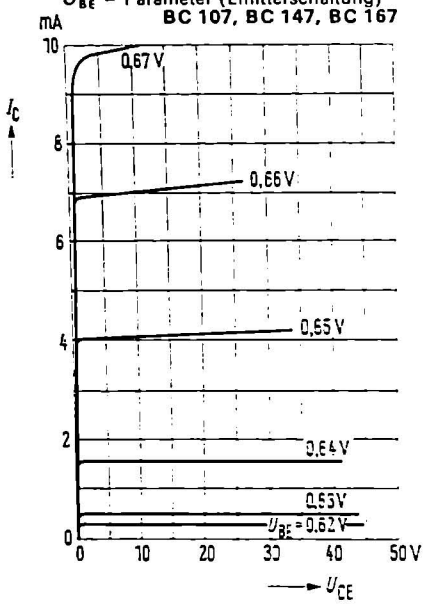
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BC 109, BC 149, BC 169



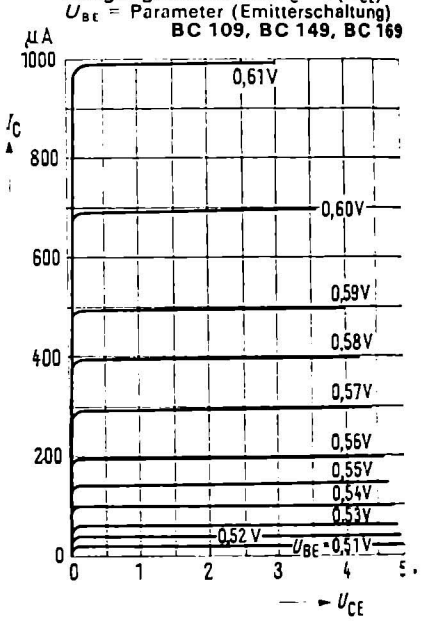
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BC 108, BC 109, BC 148, BC 149,
BC 168, BC 169



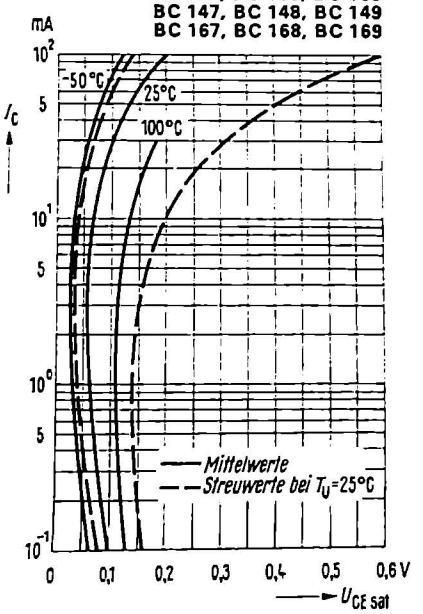
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter (Emitterschaltung)
BC 107, BC 147, BC 167



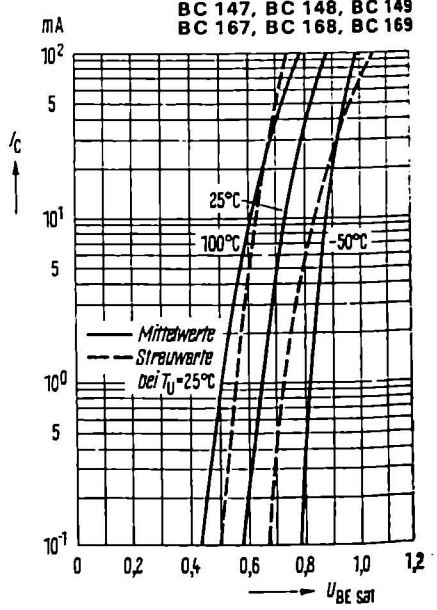
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter (Emitterschaltung)
BC 109, BC 149, BC 169



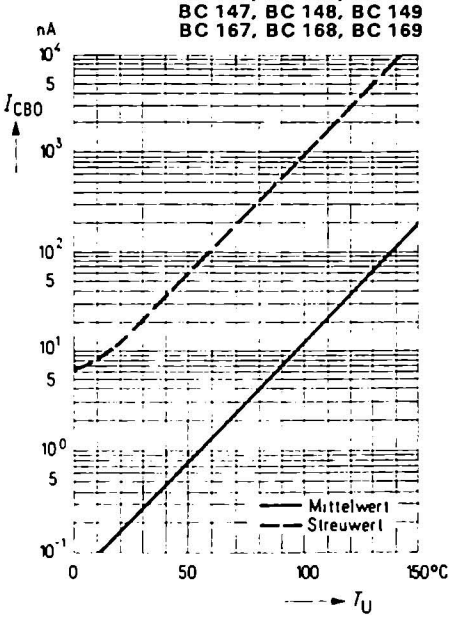
Sättigungsspannung $U_{CE\,sat} = f(I_C)$
B = 20; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



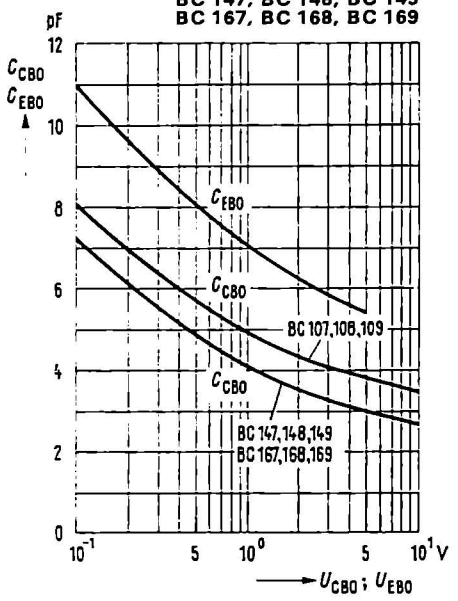
Sättigungsspannung $U_{BE\,sat} = f(I_C)$
B = 20; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



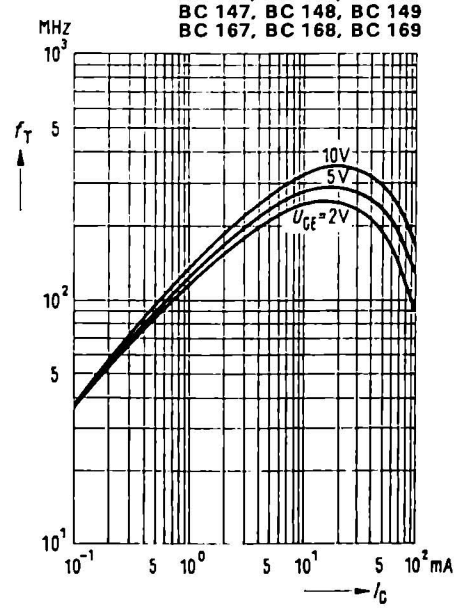
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
für maximal zulässige Sperrspannung
BC 107, BC 108, BC 108
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



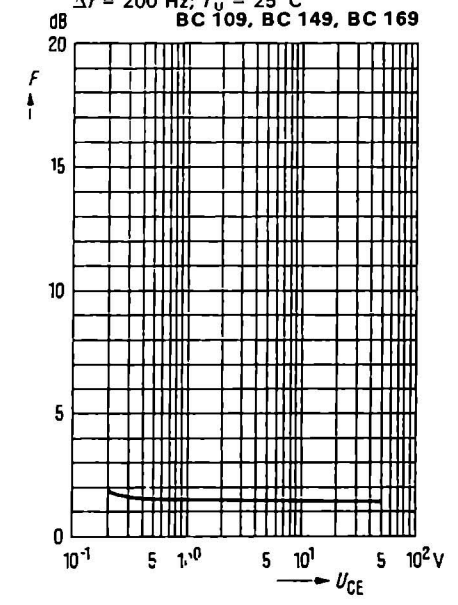
Kollektor-Basis-Kapazität $C_{CBO} = f(U_{CBO})$
Emitter-Basis-Kapazität $C_{EBO} = f(U_{EBO})$
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
U_{CE} = Parameter
BC 107, BC 108, BC 109
BC 147, BC 148, BC 149
BC 167, BC 168, BC 169



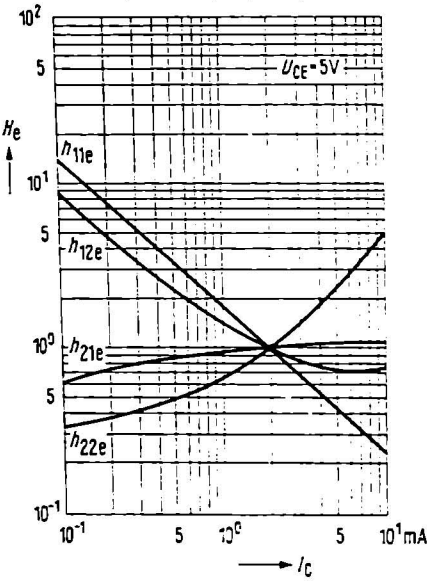
Rauschmaß $F = f(U_{CE})$
I_C = 0,2 mA; R_G = 2 kΩ; f = 1 kHz
Δf = 200 Hz; T_U = 25 °C
BC 109, BC 149, BC 169



Stromabhängigkeit der *h*-Parameter

$H_e = \frac{h_e\ (I_C)}{h_e\ (I_C = 2\ \text{mA})} = f(I_C);\ U_{CE} = 5\ \text{V}$

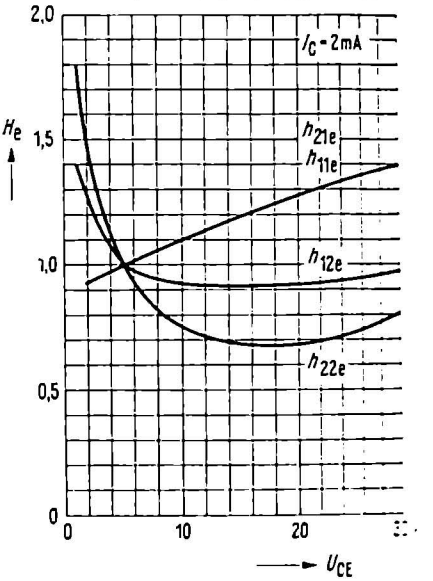
BC107, BC108, BC109, BC147, BC148, BC149, BC167, BC168, BC169



Spannungsabhängigkeit der *h*-Parameter

$H_e = \frac{h_e\ (U_{CE})}{h_e\ (U_{CE} = 5\ \text{V})} = f(U_{CE});\ I_C = 2\ \text{mA}$

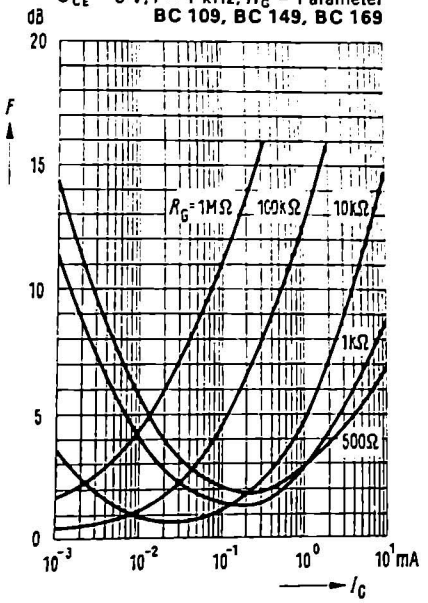
BC 107, BC 147, BC 148, BC 149, BC 167, BC 168, BC 169



Rauschmaß $F = f(I_C)$

U_{CE} = 5 V; f = 1 kHz; R_G = Parameter

BC 109, BC 149, BC 169

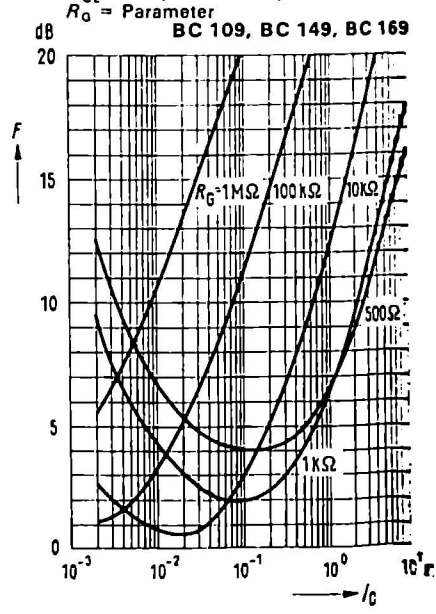


Rauschmaß $F = f(I_C)$

U_{CE} = 5 V; f = 120 Hz;

R_G = Parameter

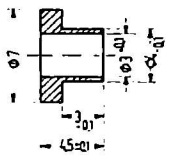
BC 109, BC 149, BC 169



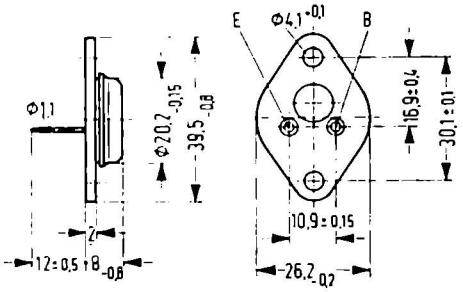
NPN-Transistor für leistungsstarke NF-Endstufen

BD 130 ist ein einfachdiffundierter NPN-Silizium-Transistor im Gehäuse 3 A 2 DIN 41872 (TO-3). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Der Transistor ist besonders für den Einsatz in leistungsstarken NF-Endstufen und in stabilisierten Netzgeräten geeignet. Auf Wunsch können die Transistoren gepaart geliefert werden. Für die isolierte Befestigung des Transistors auf einem Chassis sind Isolierteile vorgesehen, diese sind zusätzlich zu bestellen.

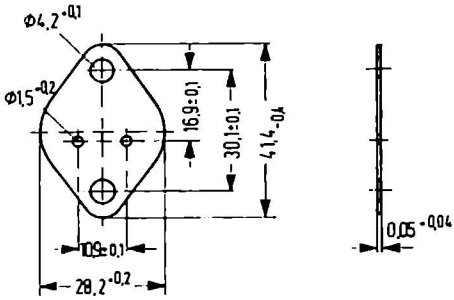
Typ	Bestellnummer
BD 130	Q62702-D63
BD 130 gepaart	Q62702-D63-P
Glimmerscheibe	Q62901-B11-A
Isoliernippel (Siprelit)	Q62901-B50



Isoliernippel
für Temp. bis 200 °C
Maßstab 2 : 1



Gewicht etwa 16,5 g Maße in mm



Glimmerscheibe Maße in mm
trocken: R_{th} = 1,25 K/W
gefettet: R_{th} = 0,35 K/W

Grenzdaten

Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	100	V
Kollektor-Emitter-Spannung (U_{BE} = 1,5 V)	U_{CEV}	100	V
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	60	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	7	V
Kollektorstrom	I_C	15	A
Basisstrom	I_B	7	A
Emitterstrom	I_E	20	A
Sperrschichttemperatur	T_j	200	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +200	°C
Gesamtverlustleistung[1]) (T_G = 45 °C)	P_{tot}	100	W

Wärmewiderstand

Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 1,5	K/W

[1]) Dieso Gosamtvorlustleistung P_{tot} ist bis zur maximalen Kollektor-Emitterspannung U_{CEO} = 60 V zulässig.

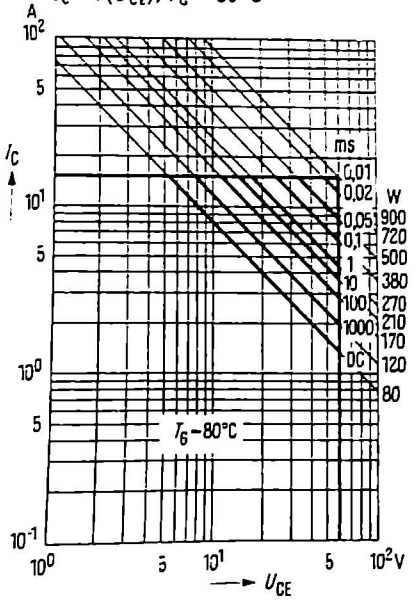
Statische Kenndaten (T_G = 25 °C)

Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CES} = 100 V)	I_{CES}	< 5	mA[1])
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CEV} = 100 V; U_{BE} = −1,5 V)	I_{CEV}	< 5	mA[1])
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CEV} = 100 V; U_{BE} = −1,5 V; T_G = 150 °C)	I_{CEV}	< 30	mA[1])
Emitter-Basis-Reststrom (U_{EBO} = 7 V)	I_{EBO}	≦ 5	mA[1])
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 0,2 A)	$U_{(BR)CEO}$	> 60	V[1])
Basis-Emitter-Spannung (I_C = 4 A; U_{CE} = 4 V)	U_{BE}	< 1,8	V[1])
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (I_C = 4 A; I_B = 0,4 A)	U_{CEsat}	< 1,1	V[1])
Statische Stromverstärkung (I_C = 4 A; U_{CE} = 4 V)	B	20 bis 70	—
Paarungsbedingung: (I_C = 500 mA; U_{CE} = 4 V)	B_1/B_2	≦ 1,41	—

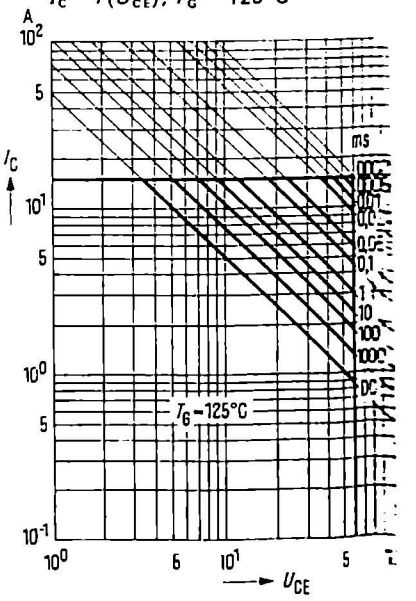
Dynamische Kenndaten (T_G = 25 °C)

Transitfrequenz (I_C = 300 mA; U_{CE} = 2 V)	f_T	1,1	MHz
Grenzfrequenz in Emitterschaltung (I_C = 1 A; U_{CE} = 4 V)	f_B	20	kHz

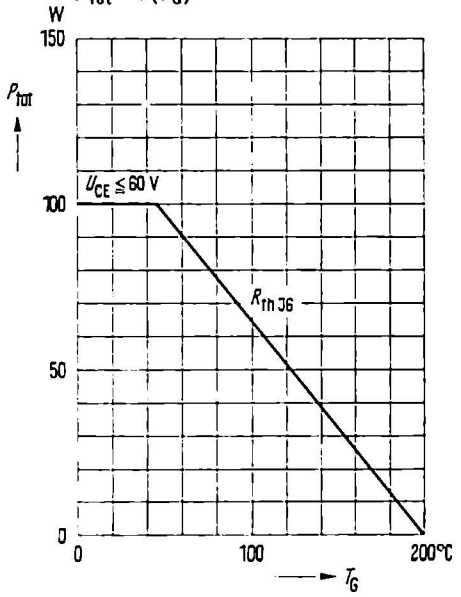
Zulässiger Betriebsbereich
$I_C = f(U_{CE})$; T_G = 80 °C



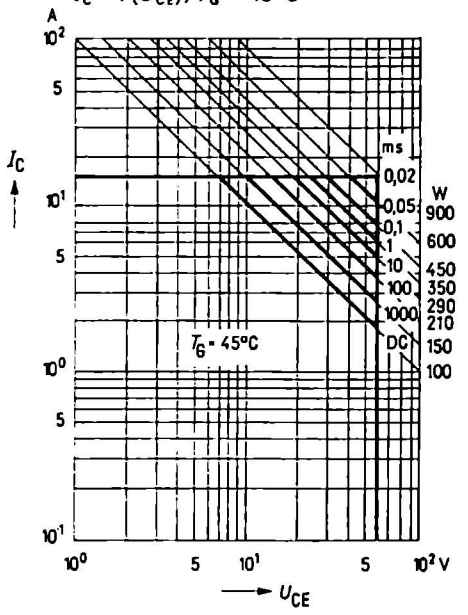
Zulässiger Betriebsbereich
$I_C = f(U_{CE})$; T_G = 125 °C



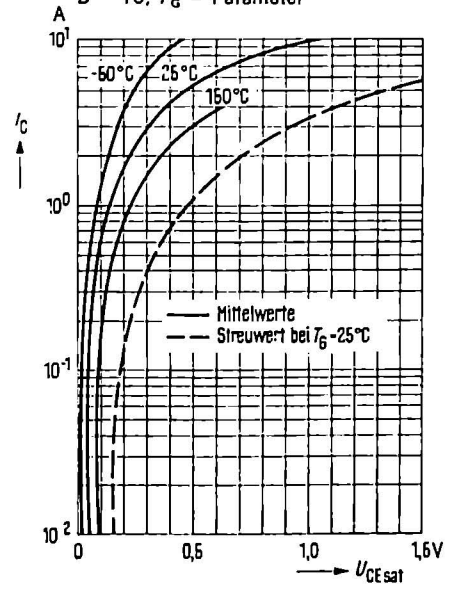
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T_G)$



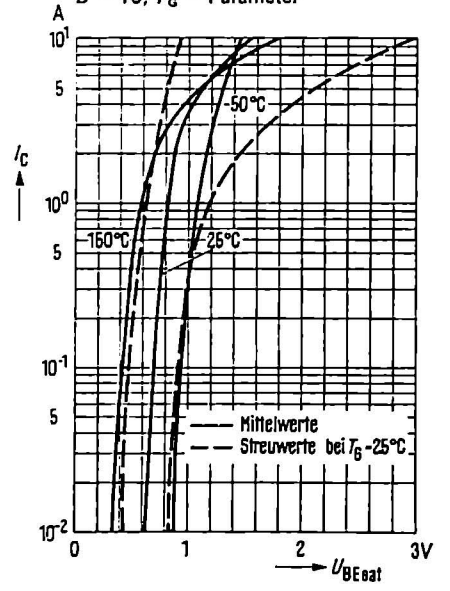
Zulässiger Betriebsbereich
$I_C = f(U_{CE})$; T_G = 45 °C



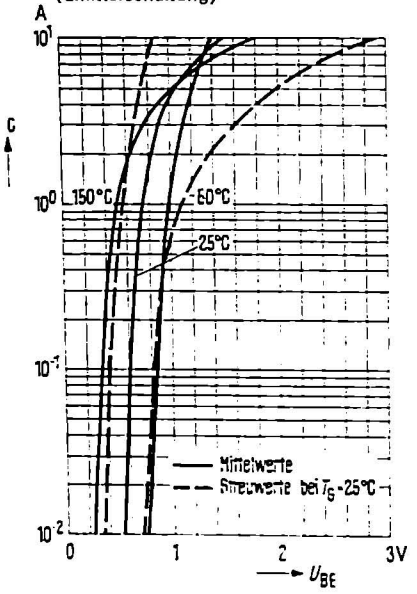
Sättigungsspannung $U_{CE\,sat} = f(I_C)$
B = 10; T_G = Parameter



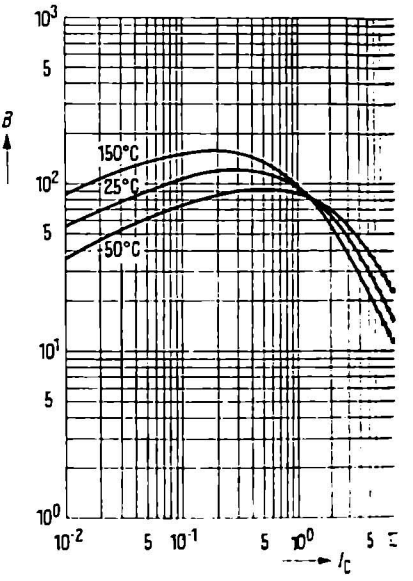
Sättigungsspannung $U_{BE\,sat} = f(I_C)$
B = 10; T_G = Parameter



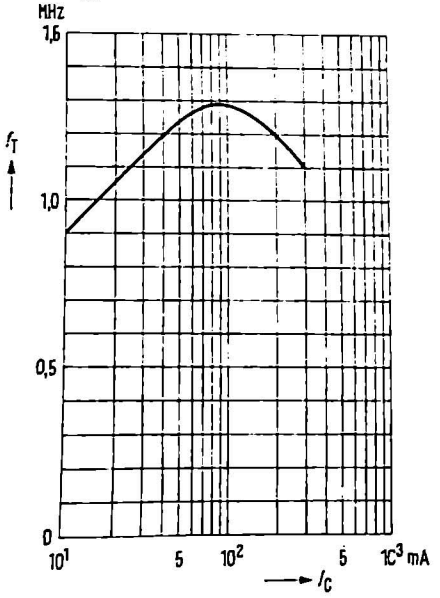
Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
U_{CE} = 4 V; T_G = Parameter
(Emitterschaltung)



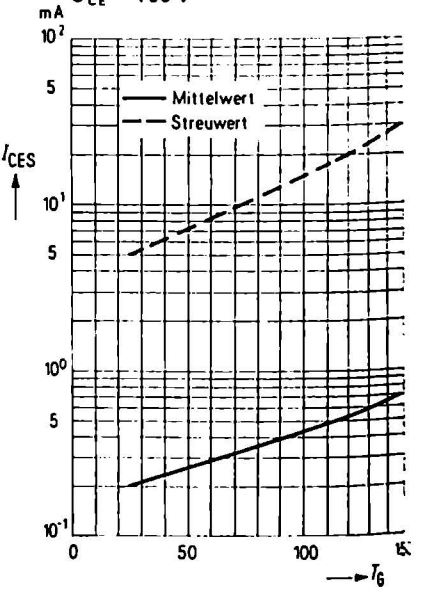
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
U_{CE} = 4 V; T_G = Parameter



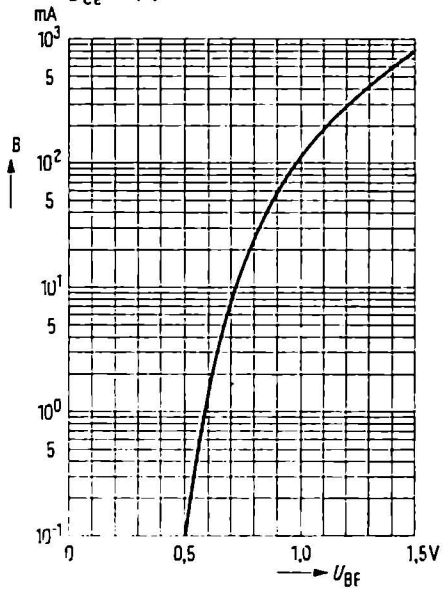
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
U_{CE} = 4 V



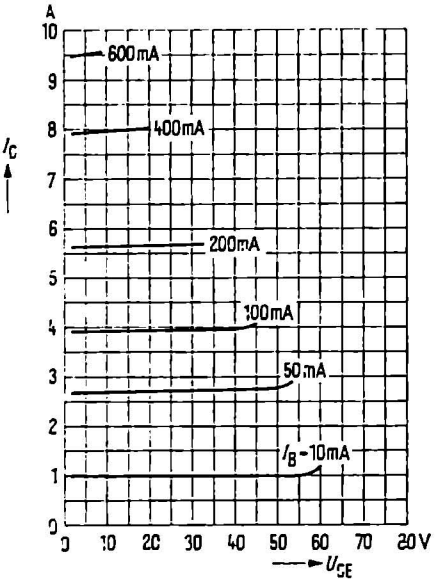
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CES} = f(T_G)$
U_{CE} = 100 V



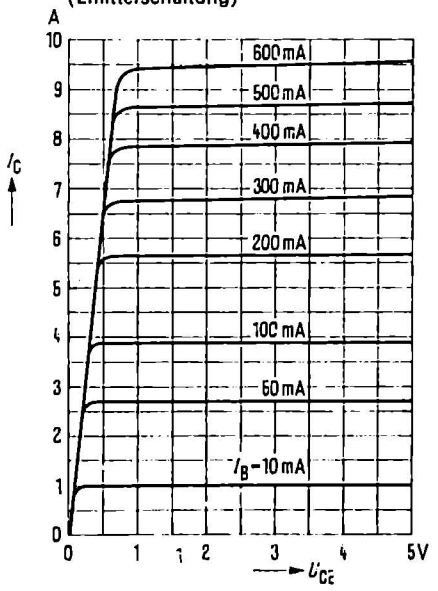
Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$
$U_{CE} = 4$ V



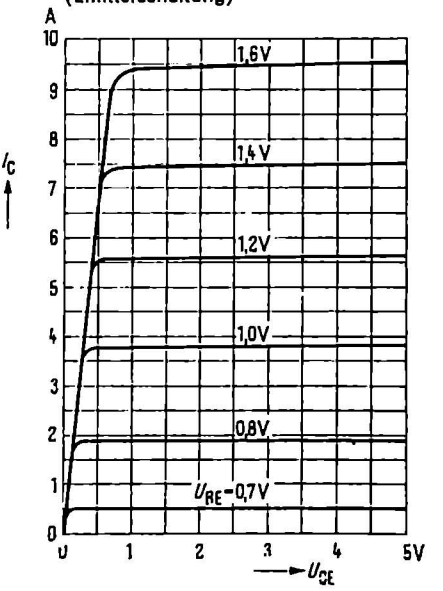
Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter
(Emitterschaltung)



Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter
(Emitterschaltung)



1.4. Typenübersicht: Dioden

Standard-Typen für Rundfunk, Fernsehen und ähnliche Anwendungen

Germanium-Dioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßspannung bei I_F = 10 mA U_F (V)	Sperrstrom bei U_R = 10 V I_R (µA)	Anwendung
AA 113 **AA 113 gep.**	60	1,1 (< 1,6)	12	HF-Diode
AA 116 **AA 116 gep.**	20	1,0	20	HF-Diode
AA 117	90	1,2	4	Universaldiode
AA 118 **AA 118 gep.**	90	1,05	2,5	Universaldiode
AA 119 **AA 119 gep.**	30	1,5	4,5	HF-Diode

Silizium-Dioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßspannung bei I_F = 100 mA U_F (V)	Sperrstrom bei U_R I_R (µA)	Anwendung
BA 103	6	≦ 1,0	≦ 1	Durchlaßdiode
BA 104	100	≦ 1,1	≦ 1	HF-Gleichrichter
BA 105	300	≦ 1,1	≦ 1	HF-Gleichrichter
BA 108	50	≦ 1,1	≦ 1	HF-Gleichrichter
BA 127 D	75	≦ 1,0	≦ 5	Universaldiode
BA 133 F	1000	≦ 1,1 (I_F = 200 mA)	0,05 (< 1)	Netzgleichrichter

Silizium-Schalterdiode

Typ	Sperrspannung U_R (V)	max. zulässiger Durchlaßstrom I_F (mA)	Sperrstrom bei U_R = 20 V I_R (µA)	Anwendung
BA 182	35	100	< 0,1	VHF-Umschaltdioden

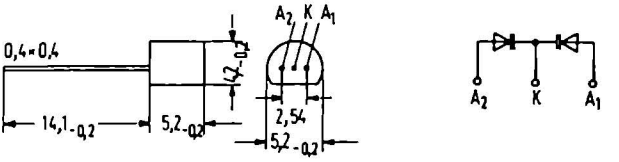
Silizium-Kapazitätsdioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Diodenkapazität C_D (pF)	bei U_R (V)	Kapazitätsverhältnis $\frac{C_{D\,3V}}{C_{D\,30V}}$ $\left[\frac{C_{D\,3V}}{C_{D\,25V}}\right]$	Serienwiderstand r_S ($U_R \approx 3$ V) (Ω)
BA 138 (grün)	30	3,8 bis 4,9	30	2,4 bis 2,7	0,8 ($< 1,2$)
BA 138 (rot)	30	4,4 bis 4,9	30	2,4 bis 2,7	0,8($< 1,2$)
BA 138 (blau)	30	4,4 bis 5,5	30	2,4 bis 2,7	0,8 ($< 1,2$)
BB 103 (grün)	30	27 bis 31	3	2,65	0,3 ($< 0,5$)
BB 103 (blau)	30	29 bis 33	3	2,65	0,3 ($< 0,5$)
BB 104 (grün)	30	34 bis 39	3	2,65	0,3 ($< 0,4$)
BB 104 (blau)	30	37 bis 42	3	2,65	0,3 ($< 0,4$)
BB 105 A[2)3)]	28	2,3 bis 2,8	25	[4 bis 5]	0,6 ($\leqq 0,8$)
BB 105 B[2)3)]	28	2,0 bis 2,3	25	[4,5 bis 6]	0,7 ($\leqq 0,8$)
BB 105 G[2)]	28	1,8 bis 2,8	25	[4 bis 6]	0,9 ($\leqq 1,2$)
BB 109 G	28	4,3 bis 6	25	[5 bis 6,5]	[2)] [3)]
BB 113	32	max. 13	30	> 20[1)]	—
BB 204 (grün)	30	34 bis 39	3	2,65	0,2 ($< 0,4$)
BB 204 (blau)	30	37 bis 42	3	2,65	0,2 ($< 0,4$)
BB 209	28	2,6 bis 3	25	[$> 6,8$]	0,85

Silizium PIN-Diode

Typ	Sperrspannung U_R (V)	max. zulässiger Durchlaßstrom I_F (mA)	Sperrstrom bei U_R = 10 V I_R (μA)	Anwendung
BA 379	20	100	< 1	UHF/VHF Fernsehtuner

BB 204



[1)] $\frac{C_D\,1\,V}{C_D\,30\,V}$

[2)] torzettiort lieferbar

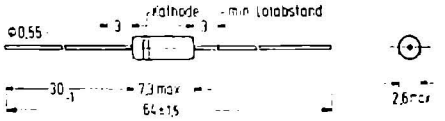
[3)] quartettiort lieferbar

AA 116, AA 116 gepaart

Germanium-Spitzendiode

AA 116 ist eine HF-Diode für niederohmige Gleichrichterschaltungen im Glasgehäuse 51 A 2 DIN 41880 (DO-7). Für Radiodetektor- und Diskriminatorschaltungen in transistorisierten Rundfunk- und Fernsehgeräten ist diese Diode auch gepaart lieferbar.

Typ	Bestellnummer
AA 116	Q60101-X116
AA 116 gep.	Q60101-X116-P



Gewicht etwa 0,2 g Maße in mm

Grenzdaten

für eine Umgebungstemperatur von	T_U	25	60	°C
Sperrspannung	U_R	20	20	V
Spitzensperrspannung	u_{RM}	30	30	V
Richtstrom (U_R = 0 V) [1]	I_o	30	16	mA
Richtstrom (bei u_{RM}) [1]	I_o	24	12	mA
Spitzenstrom	i_{FM}	45	45	mA
Stoßstrom	i_{FS}	200	200	mA
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis +75		°C

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

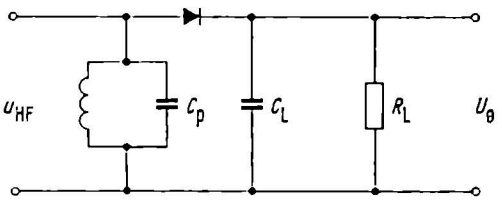
Durchlaßspannung (I_F = 0,1 mA)	U_F	0,18			V
Durchlaßspannung (I_F = 10 mA)	U_F	1,0			V
Durchlaßspannung (I_F = 30 mA)	U_F	2,0			V
Sperrstrom (U_R = 1,5 V)	I_R	2,4			µA
Sperrstrom (U_R = 10 V)	I_R	20			µA
Sperrstrom (U_R = 20 V)	I_R	90			µA

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

f	40	40	40		30	MHz
u_{HFM}	0,5	1,4	5		5	V
R_L	3	3	3		4	kΩ
C_L	10	10	10		10	pF
ηu	34	54	63		≧ 60	%
R_d	3,5	2,8	2,4		≧ 2,9	kΩ

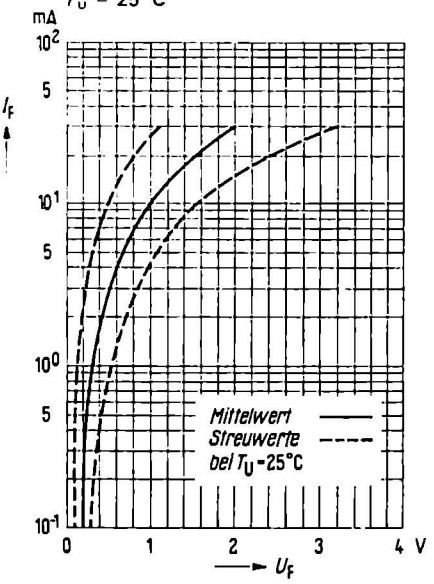
[1] $t_{av} \leqq 50$ ms

Meßschaltung

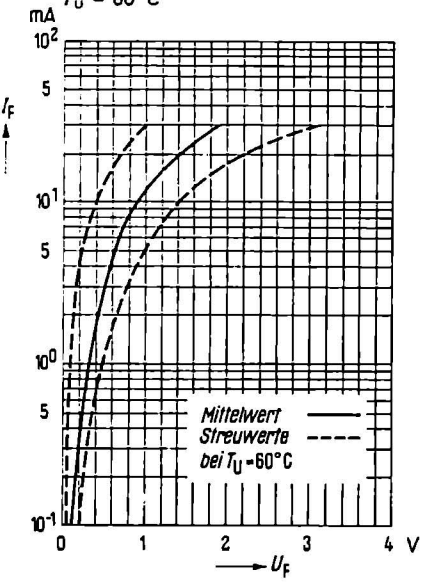


Die zur Paarung verwendeten Dioden werden nach Selektion auf sehr kleine dynamische Kapazität durch Prüfung am Oszillographen nach annähernd gleichen statischen Kennlinienwerten zusammengestellt. Der Bereich der statischen Werte entspricht den Angaben bei AA 116.

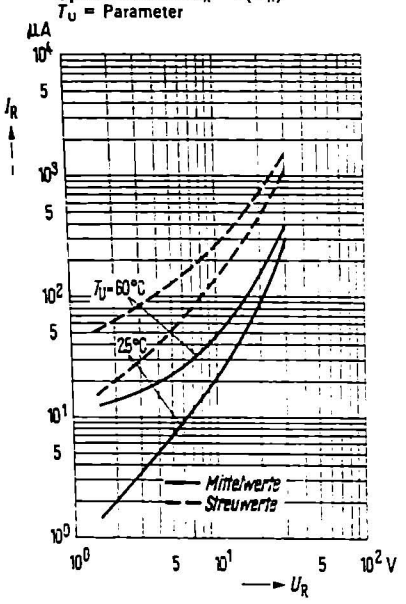
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
T_U = 25 °C



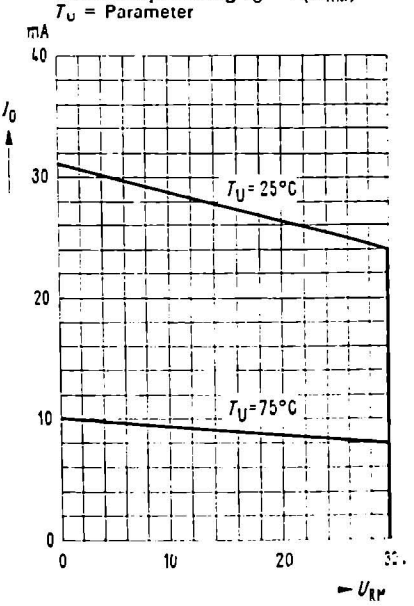
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$
T_U = 60 °C



Sperrkennlinie $I_R = f(U_R)$
T_U = Parameter



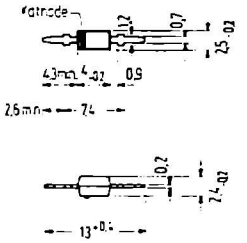
Zulässiger Richtstrom bei Gleichrichtung sinusförmiger Wechselspannung $I_O = f(U_{RM})$
T_U = Parameter



Silizium-Planar-Schalterdiode

BA 182 ist eine Silizium-Schalterdiode in Planartechnik mit Plastikumhüllung (SOD-23) zum Einsatz in Fernseh-Kanalwählern zur Bereichsumschaltung im VHF-Bereich.

Typ	Bestellnummer
BA 182	Q62702-A347



Einbauhinweis siehe Seite 96

Grenzdaten

Sperrspannung	U_R	35	V
Durchlaßstrom	I_F	100	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	100	°C
Lagerungstemperatur	T_S	−55 bis +100	°C

Wärmewiderstand

Sperrschicht – Luft	R_{thJU}	< 0,4	K/mW

Kenndaten (T_U = 25 °C)

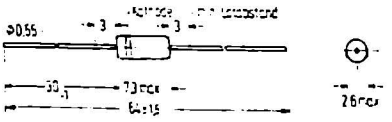
Durchlaßspannung (I_F = 100 mA)	U_F	≦ 1,2	V
Sperrstrom (U_R = 20 V)	I_R	< 100	nA
(U_R = 20 V; T_U = 60 °C)	I_R	< 1	µA
Kapazität (U_R = 20 V; f = 1 MHz)	C_D	0,8 (≦ 1,0)	pF
Realteil des Durchlaßwiderstandes (I_F = 5 mA; f = 200 MHz)	r_f	0,5 (≦ 0,7)	Ω

Silizium-Planar-Kapazitätsdioden für den UKW-Bereich

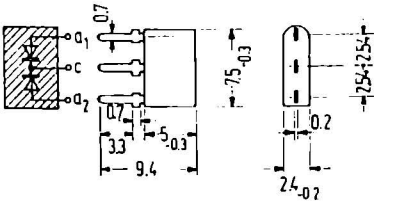
BB 103 ist eine Einfach-Abstimmdiode zum Einsatz in UKW-Tunern im Glasgehäuse 51 A 2 DIN 41880 (DO-7). Der Kapazitätsbereich (bei U_R = 3 V) von 27 bis 33 pF wird in zwei Gruppen unterteilt (grün und blau). Die Typenbezeichnung und der Kathodenring werden in der Kennfarbe der jeweiligen Kapazitätsgruppe auf dem unlackierten Glasgehäuse aufgestempelt.

BB 104 ist eine Zweifach-Abstimmdiode mit gemeinsamer Kathode und Kunststoffumhüllung zum Einsatz in UKW-Tunern zur Abstimmung von zwei getrennten Kreisen, sowie für Gegentaktanwendung in hochwertigen Tunern. Der Kapazitätsbereich (bei U_R = 3 V) von 34 bis 42 pF wird in zwei Gruppen unterteilt (grün und blau). Die Typenbezeichnung wird in der Kennfarbe der jeweiligen Kapazitätsgruppe auf das Kunststoffgehäuse aufgestempelt.

Typ	Bestellnummer
BB 103 blau	Q62702-B2
BB 103 grün	Q62702-B4
BB 104 blau	Q62702-B5
BB 104 grün	Q62702-B6



Gewicht etwa 0,2 g Maße in mm



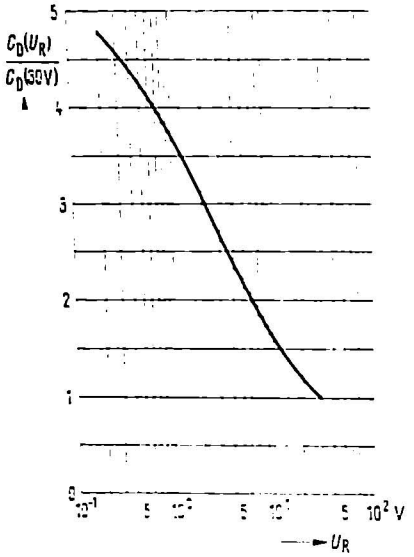
Gewicht etwa 0,3 g Maße in mm

Grenzdaten		BB 103	BB 104	
Sperrspannung	U_R	30	30	V
Durchlaßstrom ($T_U \leqq 60$ °C)	I_F	100	100	mA
Umgebungstemperatur	T_U	−55 bis +125	−55 bis +100	°C

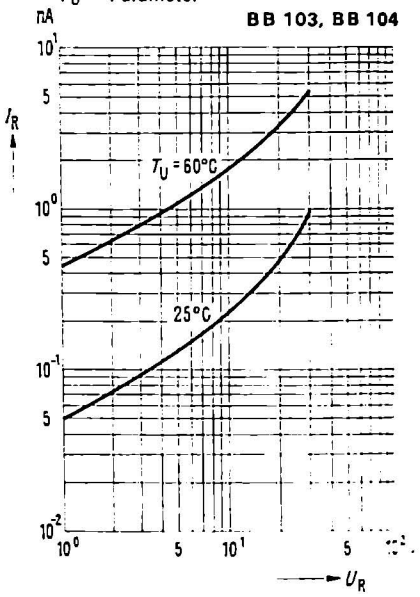
Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)		**BB 103**	**BB 104**	
Durchbruchspannung (I_R = 10 µA)	$U_{(BR)}$	> 32	> 32	V
Sperrstrom (U_R = 30 V)	I_R	< 50	< 50	nA
(U_R = 30 V; T_U = 60 °C)	I_R	< 0,5	< 0,5	µA

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C) (bei BB 104 für Einzeldiode)				
Kapazität (U_R = 3 V; f = 1 MHz)	C_D	27 bis 31 (grün)	34 bis 39 (grün)	pF
	C_D	29 bis 33 (blau)	37 bis 42 (blau)	pF
Kapazität (U_R = 30 V; f = 1 MHz)	C_D	11	14	pF
Kapazitätsverhältnis	$\frac{C_{D\,3V}}{C_{D\,30V}}$	2,65 (2,5–2,8)	2,65 (2,5–2,8)	—
Gütefaktor				
für C_D = 38 pF; f = 100 MHz	Q	—	135 (> 100)	—
für C_D = 30 pF; f = 100 MHz	Q	175 (> 100)	—	—
Serienwiderstand				
(C_D = 38 pF; f = 100 MHz)	r_S	—	0,3 (< 0,4)	Ω
(C_D = 30 pF; f = 100 MHz)	r_S	0,3 (< 0,5)	—	Ω
Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität (U_R = 3 V)	TK_C	0,04	0,04	%/K

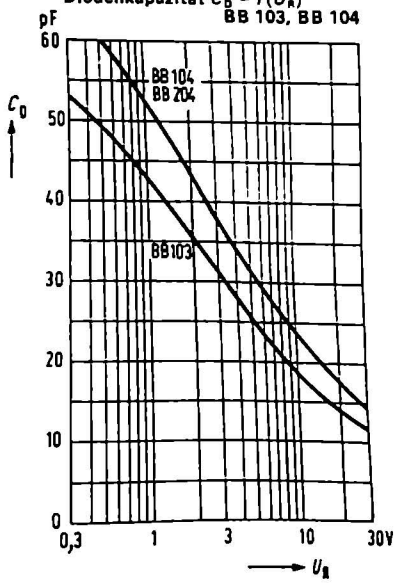
Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität $\frac{C_D(U_R)}{C_D(30\,V)} = f(U_R)$
BB 103, BB 104



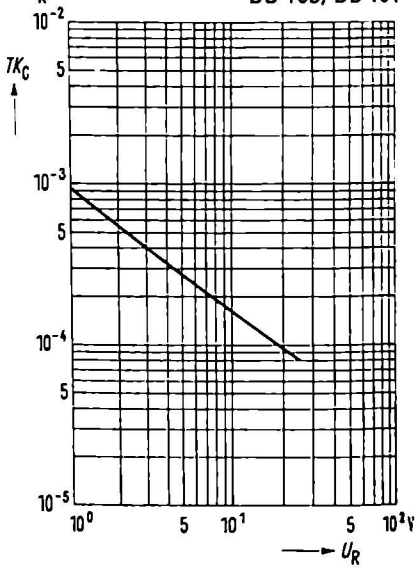
Spannungsabhängigkeit des Sperrstromes $I_R = f(U_R)$
T_U = Parameter
BB 103, BB 104



Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität $C_D = f(U_R)$
BB 103, BB 104



Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung $TK_C = f(U_R)$
BB 103, BB 104

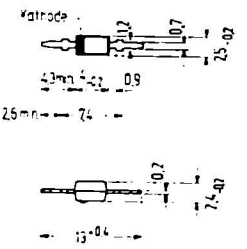


Silizium-Planar-Kapazitätsdioden für den UHF/VHF-Bereich

BB 105 A, BB 105 B, BB 105 G sind doppeldiffundierte epitaktische Silizium-Kapazitätsdioden in Planartechnik mit Kunststoffumhüllung (SOD-23). Sie eignen sich besonders zur Verwendung als Abstimmdioden in Fernseh-Kanalwählern.

BB 105 A für UHF-Kanalwähler bis 790 MHz
BB 105 B für UHF-Kanalwähler bis 860 MHz
BB 105 G für VHF-Kanalwähler, die Kathode ist durch einen grünen Farbstrich gekennzeichnet

Typ	Bestellnummer
BB 105 A	Q62702-B11
BB 105 B	Q62702-B12
BB 105 G	Q62702-B13
BB 105 A terzett.	Q62702-B11-S2
BB 105 A quartett.	Q62702-B11-S4
BB 105 B terzett.	Q62702-B12-S2
BB 105 B quartett.	Q62702-B12-S3
BB 105 G terzett.	Q62702-B13-S1



Gewicht etwa 0,1 g — Maße in mm

Grenzdaten		BB 105A	BB 105B	BB 105G	
Sperrspannung	U_R	28	28	28	V
Sperrspannung Scheitelwert	U_{RM}	30	30	30	V
Umgebungstemperatur	T_U		−55 bis +100		°C

Kenndaten (T_U = 25 °C)

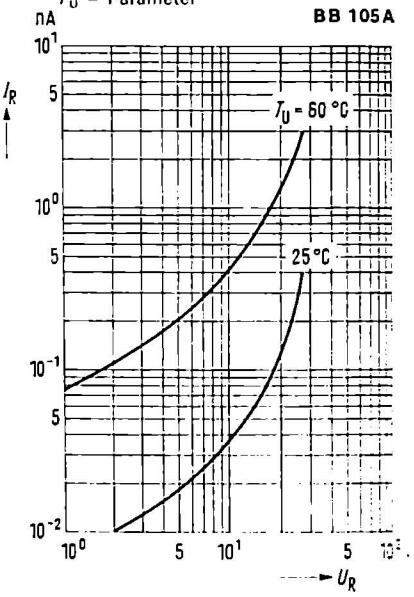
Sperrstrom (U_R = 28 V; T_U = 25 °C)	I_R	≦ 50	≦ 50	≦ 50	nA
Sperrstrom (U_R = 28 V; T_U = 60 °C)	I_R	≦ 0,5	≦ 0,5	≦ 0,5	µA
Kapazität (U_R = 1 V; f = 500 kHz)	C_D	17	17,5	17,5	pF
Kapazität (U_R = 3 V; f = 500 kHz)	C_D	11,5	11,5	11,5	pF
Kapazität (U_R = 25 V; f = 500 kHz)	C_D	2,3 bis 2,8	2,0 bis 2,3	1,8 bis 2,8	pF
Kapazitätsverhältnis (f = 500 kHz)	$\frac{C_{D\,3V}}{C_{D\,25V}}$	4 bis 5	4,5 bis 6	4 bis 6	—
Serienwiderstand (f = 470 MHz; C_D = 9 pF)	R_S	0,6 (≦ 0,8)	0,7 (≦ 0,8)	0,9 (≦ 1,2)	Ω

Auf Wunsch werden die Dioden als Terzette und Quartette nach Gleichlauf sortiert zu Bestückungssätzen zusammengestellt.
Im Spannungsbereich U_R = 0,5 bis 28 Volt ist die Kapazitätsabweichung bei BB 105 A und BB 105 B maximal 3%, bei BB 105 G maximal 6%.

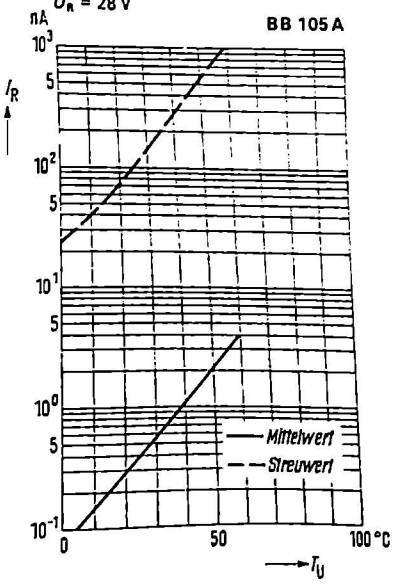
Einbau- und Löthinweise für Dioden in Kunststoffumhüllung (SOD-23)

Die max. Lötbad- bzw. Lötkolbentemperatur beträgt 300 °C, die max. Lötzeit bei dieser Temperatur 3 s. Bei einer Temperatur von 245 °C verlängert sich die Lötzeit bei einseitiger Lötung auf 10 s (Abstand Lötstelle – Gehäuse beliebig klein, jedoch darf das Gehäuse mit dem Lötkolben nicht in Berührung kommen).
Beim Einbau können die Anschlußbeinchen (ohne Zugausübung) direkt am Gehäuse um 90° gebogen werden.

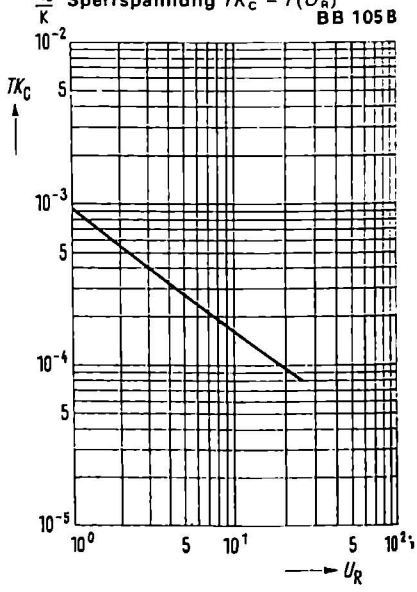
Spannungsabhängigkeit des Sperrstromes $I_R = f(U_R)$
T_U = Parameter



Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes $I_R = f(T_U)$
U_R = 28 V



Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung $TK_C = f(U_R)$

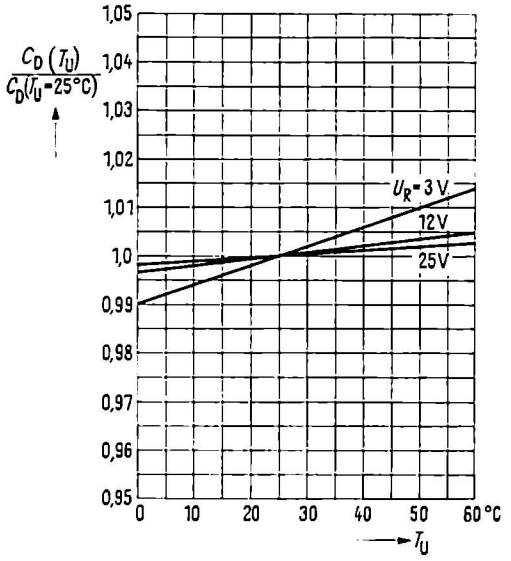


Temperaturabhängigkeit der Sperrschichtkapazität

$\frac{C_D(T_U)}{C_D(25\,^\circ C)} = f(T_U)$

U_R = Parameter

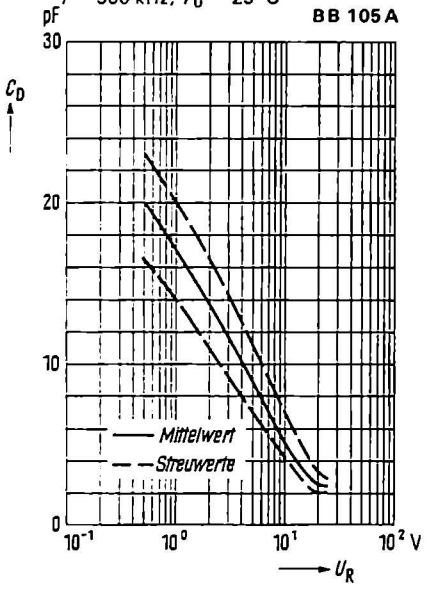
BB 105B



Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität $C_D = f(U_R)$

f = 500 kHz; T_U = 25 °C

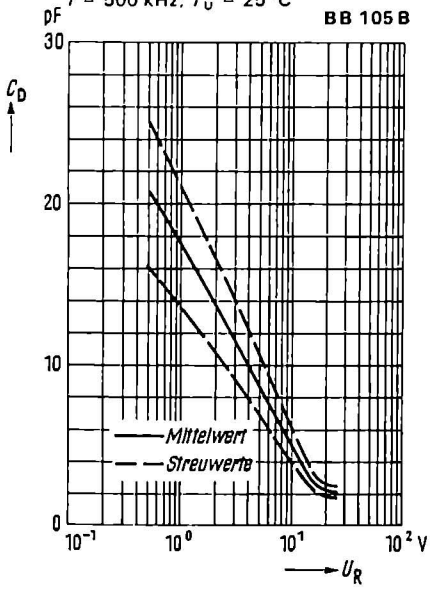
BB 105A



Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität $C_D = f(U_R)$

f = 500 kHz; T_U = 25 °C

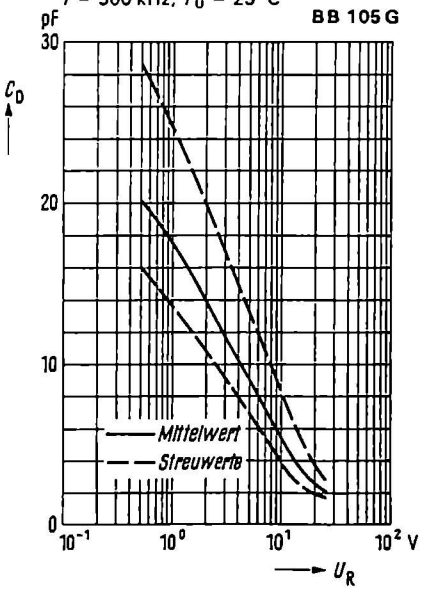
BB 105B



Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität $C_D = f(U_R)$

f = 500 kHz; T_U = 25 °C

BB 105G



Einzelhalbleiter
Industrietypen

2. Einzelhalbleiter, Industrietypen

2.1. Typenübersicht Transistoren, Industrietypen

Typ (P=PNP) (N=NPN)		Kollektor-Basis-sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CEO}; V)	Kollektorstrom I_C; mA	Grenzfrequenz f_T; MHz	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}; K/W)	Gehäuse JEDEC-Bezeichnung
ACY 23	P	−32	−200	1,5 (> 0,5)	≦ 300	TO-1 ähnl.
ACY 32	P	−32	−200	1,5 (> 0,5)	≦ 300	TO-1 ähnl.
ACY 33	P	−32	−1000	1,5 (> 1)	≦ 300	TO-1 ähnl.
ADY 27	P	−32	−3500	0,45	(≦ 2)	TO-3
AFY 12	P	−25	−10	230	≦ 750	TO-72
AFY 16	P	−30	−10	550	≦ 750	TO-72
AFY 18	P	−30	−100	600	≦ 250	TO-39
AFY 42	P	−30	−10	700	≦ 750	TO-72
ASY 26	P	−30	−300	8 (> 4)	≦ 400	TO-5
ASY 27	P	−25	−300	14 (> 6)	≦ 400	TO-5
ASY 48	P	−64	−300	1,2	≦ 300	TO-1 ähnl.
ASY 70	P	−32	−300	1,5	≦ 300	TO-1 ähnl.
AUY 18	P	−64	−8000	0,3	(≦ 5)	TO-8
AUY 19	P	−64	−3000	0,35	(≦ 1,5)	TO-3
AUY 20	P	−80	−3000	0,35	(≦ 1,5)	TO-3
AUY 21	P	−65	−10000	0,3	(≦ 1,5)	TO-41 ähnl.
AUY 22	P	−80	−8000	0,3	(≦ 1,5)	TO-41 ähnl.
AUY 29	P	−50	−15000	0,3	(≦ 1,5)	TO-41 ähnl.
AUY 34	P	−100	−3000	0,35	(≦ 1,5)	TO-3
BCW 60	N	(32)	200	250	≦ 450	SOT-23
BCW 61	P	(−32)	−200	180	≦ 450	SOT-23
BCW 65	N	(32)	800	100	≦ 358	SOT-23

Typ (P=PNP) (N=NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CEO}; V)	Kollektorstrom I_C; mA (A)	Grenzfrequenz f_T; MHz (f_β; kHz)	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}; K/W)	Gehäuse JEDEC-Bezeichnung
BCW 66	N	(45)	800	100	≦ 358	SOT-23
BCW 67	P	−32	−800	100	≦ 358	SOT-23
BCW 68	P	−45	−800	100	≦ 358	SOT-23
BCW 77	N	(32)	800	> 100	≦ 200	TO-39
BCW 78	N	(45)	800	> 100	≦ 200	TO-39
BCW 79	P	(−32)	−800	> 100	≦ 200	TO-39
BCW 80	P	(−45)	−800	> 100	≦ 200	TO-39
BCW 87	N	45	100	125	≦ 775	Glas/Keramik
BCW 88	P	−45	−100	100	≦ 775	Glas/Keramik
BCX 58	N	(32)	200	250	≦ 280	~ SOT-30
BCX 59	N	(45)	200	250	≦ 280	~ SOT-30
BCX 70	N	(45)	200	250 (> 115)	≦ 450	SOT-23
BCX 71	P	−45	−200	180	≦ 450	SOT-23
BCX 73	N	(32)	800	> 100	≦ 200	~ SOT-30
BCX 74	N	(45)	800	> 100	≦ 200	~ SOT-30
BCX 75	P	−32	−800	> 100	≦ 200	~ SOT-23
BCX 76	P	−45	−800	> 100	≦ 200	~ SOT-30
BCX 78	P	−32	−100	> 200	≦ 280	~ SOT-30
BCX 79	P	−45	−100	200	≦ 280	~ SOT-30
BCY 58	N	(32)	200	250	≦ 450	TO-18
BCY 59	N	(45)	200	250	≦ 450	TO-18
BCY 65 E	N	(60)	100	250	≦ 450	TO-18
BCY 66	N	(45)	50	250	≦ 450	TO-18
BCY 67	P	(−45)	−50	180	≦ 450	TO-18
BCY 77	P	(−60)	−100	180	≦ 450	TO-18

Typ (P = PNP) (N = NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CEO}; V)	Kollektorstrom I_C; mA (A)	Grenzfrequenz f_T; MHz (f_β; kHz)	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}; K/W)	Gehäuse JEDEC-Bezeichnung
BCY 78	P	(−32)	−200	180	≦ 450	TO-18
BCY 79	P	(−45)	−200	180	≦ 450	TO-18
BDX 25	N	130	5000	30	≦ 85	SOT-9
BDX 27	N	40	5000	50	≦ 85	SOT-9
BFX 59 F	N	30	100	1000	≦ 650	TO-72
BFX 60	N	40	25	550	≦ 650	TO-72
BFX 62	N	30	12	675	≦ 1000	TO-72
BFX 89	N	30	25	1,3[1])	≦ 700	TO-72
BFY 33	N	50	500	80	(≦ 60)	TO-39
BFY 90	N	30	25	1,3[1])	≦ 700	TO-72
BSV 15	P	(−40)	(−1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSV 16	P	(−60)	(−1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSV 17	P	(−80)	(−1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSV 65	N	20	150	> 280	≦ 450	SOT-23
BSX 45	N	(40)	(1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSX 46	N	(60)	(1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSX 47	N	(80)	(1)	> 50	≦ 200	TO-39
BSX 48	N	50	600	400	≦ 500	TO-18
BSX 49	N	60	600	400	≦ 500	TO-18
BSX 62	N	(40)	(3)	70 (> 30)	≦ 200	TO-39
BSX 63	N	(60)	(3)	70 (> 30)	≦ 200	TO-39
BSY 17	N	20	200	> 280	≦ 500	TO-18
BSY 18	N	20	200	> 280	≦ 500	TO-18
BSY 34	N	60	600	400	≦ 200	TO-39
BSY 58	N	50	600	400	≦ 200	TO-39
BSY 62	N	25	200	> 200	≦ 500	TO-18

[1]) GHz bei I_C = 25 mA; U_{CE} = 5 V

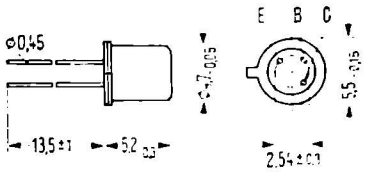
Typ (P=PNP) (N=NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CEO}; V)	Kollektorstrom I_C; mA (A)	Grenzfrequenz f_T; MHz (f_β; kHz)	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}; K/W)	Gehäuse JEDEC-Bezeichnung
BDX 28	N	60	5000	50	≦ 85	SOT-9
BDX 29	N	80	5000	50	≦ 85	SOT-9
BDX 30	N	125	5000	50	≦ 85	SOT-9
BDY 12	N	(40)	3000	70 (> 30)	(≦ 5)	SOT-9
BDY 13	N	(60)	3000	70 (> 30)	(≦ 5)	SOT-9
BDY 39	N	100	15000	1,1 (> 0,8)	(≦ 1,5)	TO-3
BFR 14 A	N	20	30	5000	≦ 250	Keramik Bandleitergeh.
BFR 15	N	(12)	30	3300	≦ 700	TO-72
BFR 28	N	30	50	> 400	≦ 775	Glas/ Keramikgeh.
BFR 34	N	(12)	30	3000	≦ 650	≈ TO-50
BFR 34 A	N	(12)	30	4200	≦ 650	≈ TO-50
BFR 35	N	(12)	30	3000	≦ 500	SOT-23
BFR 35 A	N	(12)	20	4200	≦ 500	SOT-23
BFS 17	N	25	25	1000	≦ 500	SOT-23
BFS 18	N	30	30	200	≦ 900	SOT-23
BFS 19	N	30	30	260	≦ 900	SOT-23
BFS 20	N	30	25	450	≦ 500	SOT-23
BFS 55	N	(12)	50	3300	≦ 700	TO-72
BFT 12	N	25	150	2000	≦ 250	≈ TO-50
BFW 16 A	N	40	150	1200	≦ 250	TO-39
BFW 30	N	20	50	1600	≦ 700	TO-72
BFW 92	N	25	25	1600	≦ 400	TO-50
BFX 55	N	60	400	500	≦ 220	TO-39
BFX 59	N	30	100	800	≦ 650	TO-72

Typ (P=PNP) (N=NPN)		Kollektor-Basis-Sperrspannung U_{CBO}; V (U_{CEO}; V)	Kollektorstrom I_C; mA (A)	Grenzfrequenz f_T; MHz (f_β; kHz)	Wärmewiderstand R_{thJU}; K/W (R_{thJG}; K/W)	Gehäuse JEDEC-Bezeichnung
BSY 63	N	40	200	> 300	≦ 500	TO–18
BUY 26	N	200	(10)	(10)	(0,6)	Schraubgeh. M 12
BUY 27	N	360	(90)	(10)	(0,6)	Schraubgeh. M 12
BUY 28	N	420	(10)	(10)	(0,6)	Schraubgeh. M 12
BUY 35	N	(250)	(6)	20	(2)	TO–3
BUX 55	N	150	(10)	20 (> 10)	(> 1,66)	TO–3
BUY 56	N	250	(10)	20 (> 10)	(> 1,66)	TO–3
BUY 57	N	150	(15)	20	(> 1,5)	TO–3
BUY 58	N	250	(15)	20	(> 1,5)	TO–3
BUY 72	N	280	(10)	20 (> 10)	(> 1,66)	TO–3
BUY 73	N	280	(15)	20	(> 1,5)	TO–3
BUY 74	N	400	(12)	15	(> 1,25)	TO–3
BUY 75	N	600	(12)	15	(> 1,25)	TO–3
BUY 76	N	750	(12)	15	(> 1,25)	TO–3
BUY 77	N	400	(8)	15	(> 1,66)	TO–3
BUY 78	N	600	(8)	15	(> 1,66)	TO–3
BUY 79	N	750	(8)	15	(> 1,66)	TO–3
2 N 3054	N	90	(4)	> 0,8	(≦ 7)	TO–66
2 N 3055	N	100	(15)	1,1 (> 0,8)	(≦ 1,5)	TO–3
2 N 3441	N	160	(3)	> 0,8	≦ 7	TO–66
2 N 3442	N	160	(10)	—	≦ 1,5	TO–3
2 N 4347	N	140	(10)	—	≦ 1,5	TO–3

PNP-Transistoren für rauscharme NF-Vor- und Treiberstufen

BCY 77; BCY 78; BCY 79 sind epitaktische PNP-Silizium-Planar-Transistoren im Gehäuse 18 A3 DIN 41876 (TO-18). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Die Transistoren sind besonders für rauscharme NF-Vor- und Treiberstufen sowie komplementär zu BCY 58; BCY 59; BCY 65 E verwendbar.

Typ	Bestellnummer
BCY 77 VII	Q62702-C327-V1
BCY 77 VIII	Q62702-C327-V2
BCY 77 IX	Q62702-C327-V3
BCY 78 VII	Q60203-Y78-G
BCY 78 VIII	Q60203-Y78-H
BCY 78 IX	Q60203-Y78-J
BCY 78 X	Q60203-Y78-K
BCY 79 VII	Q60203-Y79-G
BCY 79 VIII	Q60203-Y79-H
BCY 79 IX	Q60203-Y79-J



Gewicht etwa 0,3 g — Maße in mm

Grenzdaten		BCY 77	BCY 78	BCY 79	
Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CES}$	60	32	45	V
Kollektor-Emitter-Spannung	$-U_{CEO}$	60	32	45	V
Emitter-Basis-Spannung	$-U_{EBO}$	5	5	5	V
Kollektorstrom	$-I_C$	100	200	200	mA
Basisstrom	$-I_B$	50	50	50	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	200	200	200	°C
Lagertemperatur	T_S		-65 bis +200		°C
Gesamtverlustleistung (T_G = 45 °C)	P_{tot}	1	1	1	W
Wärmewiderstand					
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 450	≦ 450	≦ 450	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 150	≦ 150	≦ 150	K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

BCY 77; BCY 78 und BCY 79 werden nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit römischen Ziffern gekennzeichnet.

Typ		BCY 77 BCY 78 BCY 79	BCY 77 BCY 78 BCY 79	BCY 77 BCY 78 BCY 79	– BCY 78 –	BCY 77 BCY 78 BCY 79
B-Gruppe		VII	VIII	IX	X	
$-U_{CE}$ V	$-I_C$ mA	B I_C/I_B	B I_C/I_B	B I_C/I_B	B I_C/I_B	$-U_{BE}$ V
5	0,01	140	200 (> 30)	270 (> 40)	340 (> 100)	0,55
5	2	170 (120 bis 220)	250 (180 bis 310)	350 (250 bis 460)	500 (380 bis 630)	0,65 (0,6 bis 0,75)*
1	10	180 (> 80)	260 (120 bis 400)	360 (160 bis 630)	500 (240 bis 1000)	0,68
1[1]	100	> 40	> 45	> 60	> 60	0,75
1[2]	50	> 40	> 45	> 60	> 60	0,72

Sättigungsspannungen	$-U_{CE\,sat}$	$-U_{BE\,sat}$	
(I_C = 10 mA; I_B = 0,25 mA)	0,12 (0,06 bis 0,25)	0,7 (0,6 bis 0,85)	V
(I_C = 100 mA; I_B = 2,5 mA)[1]	0,4 (0,2 bis 0,8)	0,85 (0,7 bis 1,2)	V
(I_C = 50 mA; I_B = 1,25 mA)[2]	0,4 (0,2 bis 0,8)	0,85 (0,7 bis 1,2)	V

[1]) gilt nur für BCY 78, BCY 79
[2]) gilt nur für BCY 77
* AQL = 0,65%

Statische Kenndaten (T_U = 25°C)		BCY 77	BCY 78	BCY 79	
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 50 V)	$-I_{CES}$	2 (< 20)	—	—	nA*
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 25 V)	$-I_{CES}$	—	2 (< 20)	—	nA*
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 35 V)	$-I_{CES}$	—	—	2 (< 20)	nA*
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 60 V)	$-I_{CES}$	< 100	—	—	nA*
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 32 V)	$-I_{CES}$	—	< 100	—	nA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 45 V)	$-I_{CES}$	—	—	< 100	nA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 60 V; T_U = 150 °C)	$-I_{CES}$	< 10	—	—	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 25 V; T_U = 150 °C)	$-I_{CES}$	—	< 10	—	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CES}$ = 35 V; T_U = 150 °C)	$-I_{CES}$	—	—	< 10	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CE}$ = 60 V; U_{BE} = 0,2 V; T_U = 100 °C)	$-I_{CEX}$	< 20	—	—	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CE}$ = 32 V; U_{BE} = 0,2 V; T_U = 100 °C)	$-I_{CEX}$	—	< 20	—	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CE}$ = 45 V; U_{BE} = 0,2 V; T_U = 100 °C)	$-I_{CEX}$	—	—	< 20	µA
Emitter-Basis-Reststrom ($-U_{EBO}$ = 4 V)	$-I_{EBO}$	< 20	< 20	< 20	nA*
Emitter-Basis-Durchbruchspannung ($-I_{EBO}$ = 1 µA)	$-U_{(BR)EBO}$	> 5	> 5	> 5	V*
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung ($-I_{CEO}$ = 2 mA)	$-U_{(BR)CEO}$	> 60	> 32	> 45	V*
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung ($-I_{CES}$ = 10 µA)	$-U_{(BR)CES}$	> 60	> 32	> 45	V

Die „I_{CEX}"-Angabe gilt für nicht ganz gesperrte Emitter-Basis-Dioden. U_{BE} = 0,2 V liegt in Flußrichtung an der Basis, genügt aber noch nicht um einen Silizium-Transistor aufzusteuern (z. B. wenn die Basis eines Transistors vom Kollektor eines vorhergehenden so angesteuert wird, daß er sperrt, zwischen Basis und Emitter liegt, aber noch die Sättigungsspannung des vorher durchgesteuerten Transistors).

* AQL = 0,65%

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)

	BCY 77, BCY 78, BCY 79	
Transitfrequenz ($-I_C$ = 10 mA; $-U_{CE}$ = 5 V; f = 100 MHz)	f_T 180	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität ($-U_{CBO}$ = 10 V; f = 1 MHz)	C_{CBO} 4,5 (< 7)	pF
Emitter-Basis-Kapazität ($-U_{EBO}$ = 0,5 V; f = 1 MHz)	C_{EBO} 11 (< 15)	pF
Rauschmaß ($-I_C$ = 0,2 mA; $-U_{CE}$ = 5 V; R_G = 2 kΩ; f = 1 kHz; Δf = 200 Hz)	F 2 (< 6)	dB

Vierpolparameter: ($-I_C$ = 2 mA; $-U_{CE}$ = 5 V; f = 1 kHz)

Typ	BCY 77 BCY 78 BCY 79	BCY 77 BCY 78 BCY 79	BCY 77 BCY 78 BCY 79	– BCY 78 –	
B-Gruppe	VII	VIII	IX	X	
h_{11e}	2,7 (1,6–4,5)	3,6 (2,5–6)	4,5 (3,2–8,5)	7,5	kΩ
h_{12e}	1,5	2	2	3	10^{-4}
h_{21e}	200 (125–250)	260 (175–350)	330 (250–300)	520 (350–700)	—
h_{22e}	18 (< 30)	24 (< 50)	30 (< 60)	50 (< 100)	µs

Schaltzeiten

BCY 77, BCY 78, BCY 79 Arbeitspunkt:

$I_C : I_{B1} : I_{B2} \approx 10 : 1 : 1$ mA; R_1 = 5 kΩ; R_2 = 5 kΩ; U_{BB} = 3,6 V; R_L = 990 Ω

t_d	35	ns	t_s	400	ns
t_r	50	ns	t_f	80	ns
t_{ein}	85 (< 150)	ns	t_{aus}	480 (< 800)	ns

BCY 78, BCY 79 Arbeitspunkt:

$I_C : I_{B1} : I_{B2} \approx 100 : 10 : 10$ mA; R_1 = 500 Ω; R_2 = 700 Ω; U_{BB} = 5 V; R_L = 98 Ω

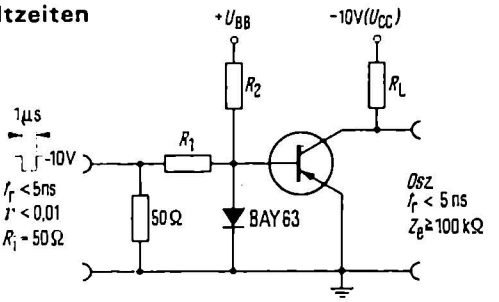
t_d	5	ns	t_s	250	ns
t_r	50	ns	t_f	200	ns
t_{ein}	55 (< 150)	ns	t_{aus}	450 (< 800)	ns

BCY 77 Arbeitspunkt:

$I_C : I_{B1} : I_{B2} \approx 50 : 5 : 5$ mA; R_1 = 1 kΩ; R_2 = 1,3 kΩ; U_{BB} = 4,7 V; R_L = 195 Ω

t_d	15	ns	t_s	300	ns
t_r	50	ns	t_f	150	ns
t_{ein}	65 (< 150)	ns	t_{aus}	450 (< 800)	ns

Meßschaltung für Schaltzeiten

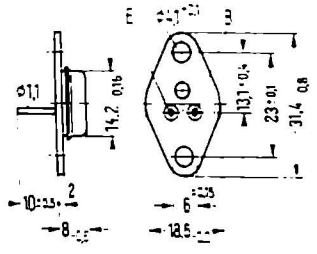


PNP-Silizium-Leistungstransistoren für NF-Endstufen und Schalteranwendungen

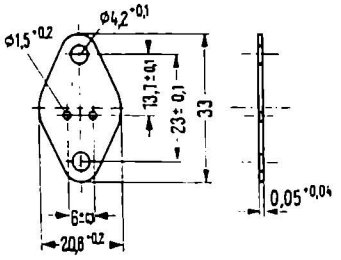
BDX 27, BDX 28, BDX 29 und BDX 30 sind epitaktische PNP-Silizium-Leistungstransistoren im Gehäuse 9 A 2 DIN 41875 (SOT-9). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Die Transistoren sind besonders für hochwertige NF-Endstufen und für Schalteranwendungen geeignet.

Typ	Bestellnummer
BDX 27-6	Q62702-D162-V6
BDX 27-10	Q62702-D162-V10
BDX 27-16	Q62702-D162-V16
BDX 28-6	Q62702-D159-V6
BDX 28-10	Q62702-D159-V10
BDX 28-16	Q62702-D159-V16

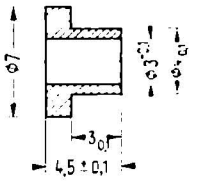
Typ	Bestellnummer
BDX 29-6	Q62702-D160-V6
BDX 29-10	Q62702-D160-V10
BDX 30-6	Q62702-D163-V6
BDX 30-10	Q62702-D162-V10
Glimmerscheibe	Q62901-B 16-A
Isoliernippel (Siprelit, schwarz)	Q62901-B 50



Gewicht etwa 8,3 g Maße in mm



Glimmerscheibe
trocken: R_{th} = 2,5 K/W
gefettet: R_{th} = 1 K/W



Isoliernippel Maßstab 2:1

Vorläufige Daten

Grenzdaten

		BDX 27	BDX 28	BDX 29	BDX 30	
Kollektor-Emitter-Sperrspannung	$-U_{CEO}$	40	60	80	125	V
Kollektor-Emitter-Sperrspannung	$-U_{CES}$	40	60	80	125	V
Kollektor-Basis-Sperrspannung	$-U_{CBO}$	40	60	80	125	V
Emitter-Basis-Sperrspannung	$-U_{EBO}$	5	5	5	5	V
Kollektor Spitzenstrom ($t < 1$ ms)	$-I_{CM}$	7	7	7	7	A
Kollektorstrom	$-I_C$	5	5	5	5	A
Emitterstrom	$-I_E$	6	6	6	6	A
Basisstrom	$-I_B$	1	1	1	1	A
Sperrschichttemperatur	T_j	200	200	200	200	°C
Lagertemperatur	T_s		−65 bis +200			°C
Gesamtverlustleistung ($T_G < 45$ °C)	P_{tot}	34	34	34	34	W

Wärmewiderstand

Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 85	≦ 85	≦ 85	≦ 85	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 4,6	≦ 4,6	≦ 4,6	≦ 4,6	K/W

Statische Kenndaten (T_G = 25 °C)

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_C = − 50 mA)	$-U_{(BR)CEO}$	> 40	> 60	> 80	> 125	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_C = − 0,1 mA)	$-U_{(BR)CES}$	> 40	> 60	> 80	> 125	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_E = − 10 µA)	$-U_{(BR)EBO}$	> 5	> 5	> 5	> 5	V
Kollektor-Basis-Reststrom ($-U_{CE}$ = 40 V)	$-I_{CBO}$	< 1	—	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 40 V; T_G = 150 °C)	$-I_{CBO}$	< 100	—	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 60 V)	$-I_{CBO}$	—	< 1	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 60 V; T_G = 150 °C)	$-I_{CBO}$	—	< 100	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 80 V)	$-I_{CBO}$	—	—	< 1	—	µA
($-U_{CE}$ = 80 V; T_G = 150 °C)	$-I_{CBO}$	—	—	< 100	—	µA
($-U_{CE}$ = 100 V)	$-I_{CBO}$	—	—	—	< 1	µA
($-U_{CE}$ = 100 V; T_G = 150 °C)	$-I_{CBO}$	—	—	—	< 100	µA
Kollektor-Emitter-Reststrom ($-U_{CE}$ = 40 V; $-U_{BE}$ = 0,2 V; T_G = 100 °C)	$-I_{CEX}$	< 300	—	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 60 V; $-U_{BE}$ = 0,2 V; T_G = 100 °C)	$-I_{CEX}$	—	< 300	—	—	µA
($-U_{CE}$ = 80 V; $-U_{BE}$ = 0,2 V; T_G = 100 °C)	$-I_{CEX}$	—	—	< 300	—	µA
($-U_{CE}$ = 100 V; $-U_{BE}$ = 0,2 V; T_G = 100 °C)	$-I_{CEX}$	—	—	—	< 300	µA

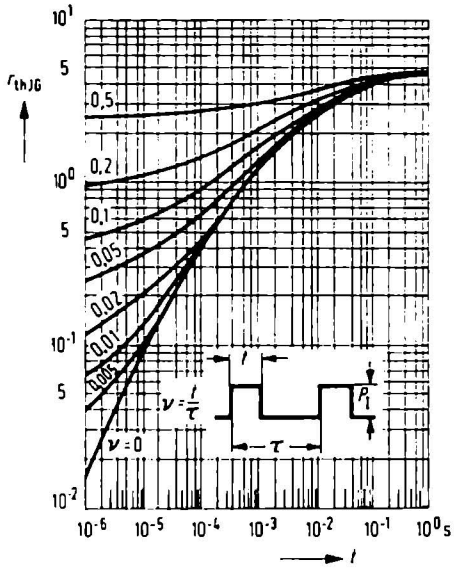
Statische Kenndaten		BDX 27	BDX 28	BDX 29	BDX 30	
Emitter-Basis-Reststrom						
($-U_{EB}$ = 4 V)	$-I_{EBO}$	< 1	< 1	< 1	< 1	µA
Stromverstärkung						
($-I_C$ = 10 mA; $-U_{CE}$ = 1 V)	B	> 30	> 30	> 30	> 30	—
($-I_C$ = 1 A; $-U_{CE}$ = 1 V)	B	40 bis 250		40 bis 160		—
($-I_C$ = 3 A; $-U_{CE}$ = 2 V)	B	> 20	> 20	> 20	> 20	—
($-I_C$ = 5 A; $-U_{CE}$ = 2 V)	B	> 10	> 10	> 10	> 10	—
Basis-Emitter-Durchlaßspannung						
($-I_C$ = 1 A; $-U_{CE}$ = 1 V)	$-U_{BE}$	< 1,1	< 1,1	< 1,1	< 1,1	V
($-I_C$ = 5 A; $-U_{CE}$ = 2 V)	$-U_{BE}$	< 1,7	< 1,7	< 1,7	< 1,7	V
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung						
($-I_C$ = 1 A; $-I_B$ = 0,1 A)	$-U_{CEsat}$	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	V
($-I_C$ = 3 A; $-I_B$ = 0,3 A)	$-U_{CEsat}$	< 1,0	< 1,0	< 1,0	< 1,0	V

Die Transistoren werden nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit Zahlen der DIN-R5-Normenreihe gekennzeichnet.

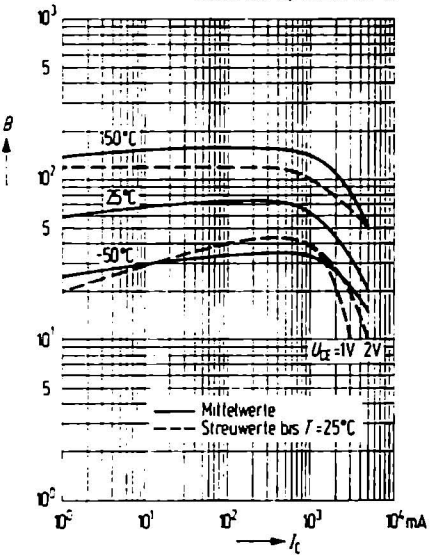
Typ		BDX 27 BDX 28 BDX 29 BDX 30	BDX 27 BDX 28 BDX 29 BDX 30	BDX 27 BDX 28 — —
B-Gruppe		6	10	16
$-I_C$ mA	$-U_{CE}$ V	B I_C/I_B	B I_C/I_B	B I_C/I_B
10	1	70 (> 30)	115 (> 55)	180 (> 80)
1000	1	63 (40–100)	100 (63–160)	160 (100–250)
3000	2	32 (> 20)	55 (> 30)	85 (> 50)

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BDX 27	BDX 28	BDX 29	BDX 30	
Transitfrequenz ($-I_C$ = 200 mA; $-U_{CE}$ = 10 V; f = 20 MHz)	f_T	50	50	50	50	MHz
Leerlauf-Ausgangskapazität ($-U_{CB}$ = 10 V)	C_{ob}	130	130	100	100	pF
Schaltzeiten:						
Arbeitspunkt						
($-I_C$ = 2 A; $-I_{B1} \approx I_{B2}$ = 200 mA)	t_{ein}	< 0,5	< 0,5	< 0,5	< 0,5	µs
($-I_C$ = 2 A; $-I_{B1} \approx I_{B2}$ = 200 mA)	t_{aus}	< 2	< 2	< 2	< 2	µs

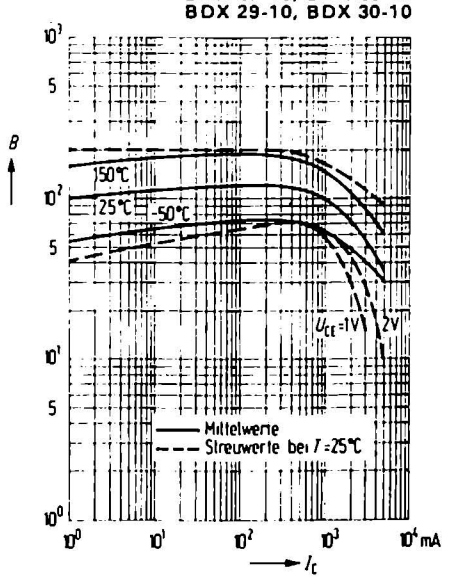
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$\frac{K}{W}$ $r_{thJG} = f(t)$; ν = Parameter



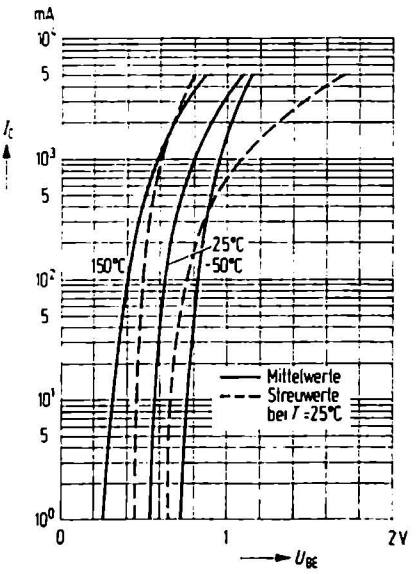
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
T_G = Parameter
BDX 27-6, BDX 28-6
BDX 29-6, BDX 30-6



Stromverstärkung $B = f(I_C)$
T_G = Parameter
BDX 27-10, BDX 28-10
BDX 29-10, BDX 30-10



Sättigungsspannung $U_{CEsat} = f(I_C)$
B = 10; T_G = Parameter

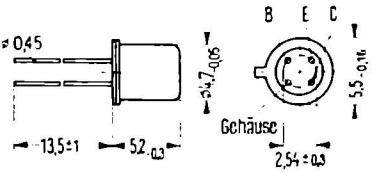


NPN-Transistor für rauscharme Breitband- und Antennenverstärker

BFR 15 ist ein epitaktischer NPN-Silizium-Planar-HF-Transistor im Gehäuse 18 A4 DIN 41876 (TO–72) für allgemeine Verwendung bis in den GHz-Bereich, z. B. für rauscharme Breitband- und Antennenverstärker.

Die Anschlüsse E, B, C sind vom Gehäuse isoliert.

Typ	Bestellnummer
BFR 15	Q62702–F322



Gewicht etwa 0,4 g — Maße in mm

Grenzdaten		BFR 15	
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	12	V
Kollektor-Emitter-Spannung ($R_{BE} \leqq 50\ \Omega$)	U_{CER}	20	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	3,5	V
Kollektorstrom	I_C	30	mA
Basisstrom	I_B	4	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_S	−65 bis +150	°C
Gesamtverlustleistung ($T_G \leqq 70$ °C)	P_{tot}	200	mW
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	$\leqq$ 700	K/W
Kollektorsperrschicht – Gehäuse	R_{thJG}	$\leqq$ 400	K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BFR 15	
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 500 µA)	$U_{(BR)CEO}$	> 12	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CER} = 10 mA; R_{BE} = 50 Ω)	$U_{(BR)CER}$	> 20	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 100 µA)	$U_{(BR)EBO}$	> 3,5	V
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 10 V)	I_{CBO}	< 50	nA
Gleichstromverstärkung (I_C = 5 bis 20 mA; U_{CE} = 6 V)	B	≧ 25	—

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Kurzschluß-Stromverstärkung (I_C = 5 mA; U_{CE} = 6 V; f = 1 kHz)	h_{21e}	70	—
Transitfrequenz (I_C = 10 mA; U_{CE} = 6 V; f = 500 MHz)	f_T	3,3	GHz
Kurzschluß-Rückwirkungskapazität (I_C = 1 mA; U_{CE} = 6 V; f = 1 MHz)	$-C_{12e}$	0,42	pF
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 10 V; f = 1 MHz)	C_{CBO}	≦ 1,1	pF
Rauschzahl			
(I_C = 2 mA; U_{CE} = 6 V; f = 1 MHz; R_G = 100 Ω)	F	2	dB
(I_C = 2 mA; U_{CE} = 6 V; f = 200 MHz; R_G = 100 Ω)	F	2	dB
(I_C = 2 mA; U_{CE} = 6 V; f = 800 MHz; R_G = 60 Ω)	F	3	dB
Leistungsverstärkung			
(I_C = 10 mA; U_{CE} = 6 V; f = 800 MHz; R_G = 60 Ω; $Z_L = Z_{Lopt}$)	V_{pe}	11,5	dB

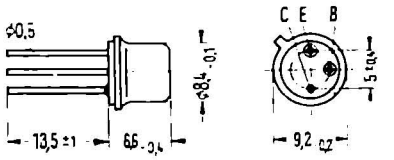
S-Parameter bei U_{CE} = 6 V; I_C = 15 mA; Z_o = 50 Ω)

f = 200 MHz		f = 800 MHz	
S_{11e} = 0,28;	φ_{11e} = − 58°	S_{11e} = 0,04;	φ_{11e} = −168°
S_{22e} = 0,72;	φ_{22e} = − 19°	S_{22e} = 0,58;	φ_{22e} = − 40°
S_{12e} = 0,028;	φ_{12e} = + 75°	S_{12e} = 0,085;	φ_{12e} = + 55°
S_{21e} = 11,8;	φ_{21e} = +114°	S_{21e} = 3,3;	φ_{21e} = + 61°

NPN-Silizium-Planar-HF-Transistor

BFW 16 A ist ein epitaktischer NPN-Silizium-Planar-HF-Transistor im Gehäuse 5 C3 DIN 41873 (TO–39) für allgemeine Verwendung bis in den GHz-Bereich z. B. für Treiber- und Endstufen von Kanal- und Bereichsantennenverstärkern bis Bereich V, sowie für Vertikalverstärker-Endstufen in Breitband-Oszillografen. Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden.

Typ	Bestellnummer
BFW 16 A	Q62702–F319

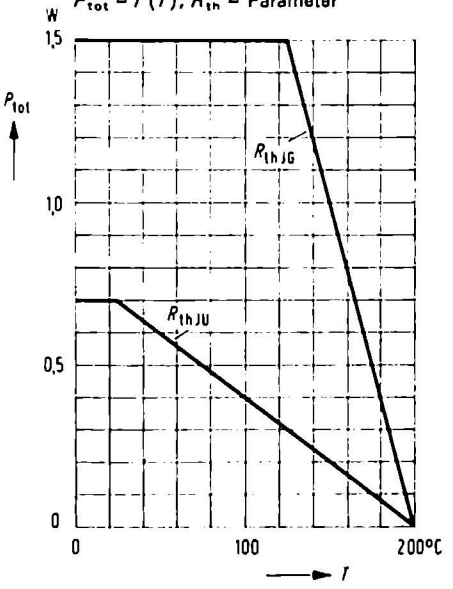


Gewicht etwa 1,6 g — Maße in mm

Grenzdaten		BFW 16 A	
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	40	V
Kollektor-Emitter-Spannung ($R_{BE} \leq 50\ \Omega$)	U_{CER}	40	V
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	25	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	2	V
Kollektorstrom	I_C	150	mA
Kollektorspitzenstrom ($f \geqq 1$ MHz)	I_{CM}	300	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	200	°C
Lagertemperatur	T_S	−65 bis +200	°C
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	1,5	W
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	$\leqq 250$	K/W
Kollektorsperrschicht – Gehäuse	R_{thJG}	$\leqq 50$	K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BFW 16 A	
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 20 V; T_U = 150 °C)	I_{CBO}	≦ 20	µA
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (I_C = 100 mA)	U_{CEsat} [1])	≦ 0,75	V
Stromverstärkung (I_C = 50 mA; U_{CE} = 5 V)	B	≧ 25	—
(I_C = 150 mA; U_{CE} = 5 V)	B	≧ 25	—
Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Transitfrequenz (I_C = 150 mA; U_{CE} = 15 V; f = 200 MHz)	f_T	1,2	GHz
Rückwirkungskapazität (I_C = 10 mA; U_{CE} = 15 V; f = 1 MHz)	$-C_{12e}$	1,7	pF
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 15 V; f = 1 MHz)	C_{CBO}	≦ 4	pF
Leistungsverstärkung (I_C = 70 mA; U_{CE} = 18 V; f = 200 MHz)	V	16	dB
(I_C = 70 mA; U_{CE} = 18 V; f = 800 MHz)	V	6,5	dB
Rauschzahl (I_C = 30 mA; U_{CE} = 15 V; f = 200 MHz; R_G = 75 Ohm)	F	≦ 6	dB

Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter

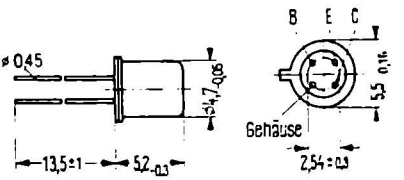


[1]) Für die Kennlinie, die bei I_B = const. durch den Kennlinienpunkt I_C = 110 mA; U_{CE} = 1 V verläuft.

NPN-Transistor für HF-Verstärkerstufen

BFX 60 ist ein epitaktischer NPN-Silizium-Planar-HF-Transistor im Gehäuse 18 A 4 DIN 41 876 (TO–72), jedoch mit abweichender Anschlußfolge. Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert.
Der Transistor ist besonders für HF-Verstärkerstufen in Emitterschaltung geeignet.

Typ	Bestellnummer
BFX 60	Q60206–X60



Gewicht etwa 0,4 g

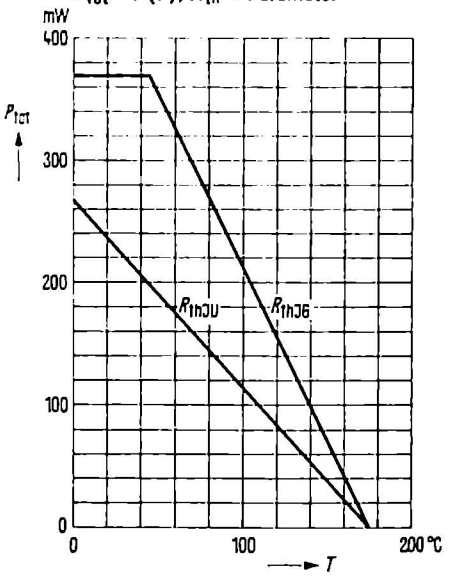
Grenzdaten		BFX 60	
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	40	V
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	25	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	4	V
Kollektorstrom	I_C	25	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	175	°C
Lagertemperatur	T_s	−65 bis +175	°C
Gesamtverlustleistung ($T_G \leqq 45$ °C)	P_{tot}	370	mW
Wärmewiderstand			
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 650	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 350	K/W
Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Stromverstärkung (I_C = 7 mA; U_{CE} = 10 V)	B	100 > 50	—
Basis-Emitterspannung (I_C = 7 mA; U_{CE} = 10 V)	U_{BE}	0,74 < 0,9	V
Basisstrom (U_{CB} = 2 V; $-I_E$ = 20 mA)	I_B	< 1,3	mA
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBS} = 40 V)	I_{CBS}	< 100	nA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 2 mA)	$U_{(BR)CEO}$	> 25	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 1 µA)	$U_{(BR)EBO}$	> 4	V

Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)		**BFX 60**	
Transitfrequenz (U_{CE} = 10 V; I_C = 5 mA; f = 100 MHz)	f_T	550 (> 400)	MHz
Rückwirkungskapazität (U_{CE} = 10 V; I_C = 1 mA; f = 1 MHz)	$-C_{12e}$	0,26 (< 0,3)	pF
Rauschzahl (I_C = 2 mA; U_{CE} = 10 V; f = 200 MHz; R_G = 60 Ω)	F	5	dB

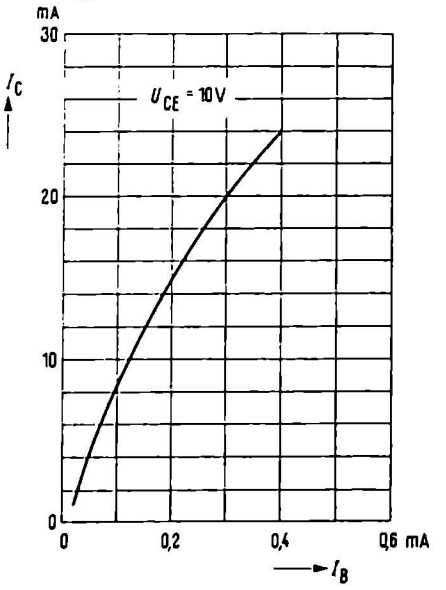
Vorwärtssteilheit y_{21e}

bei:	I_C = 2 mA; U_{CE} = 10 V	I_C = 7 mA; U_{CE} = 10 V
f = 35 MHz	y_{21e} = 67 mS; φ_{21e} = −10°	y_{21e} = 140 mS; φ_{21e} = −30°
f = 100 MHz	y_{21e} = 63 mS; φ_{21e} = −37°	y_{21e} = 110 mS; φ_{21e} = −60°
f = 200 MHz	y_{21e} = 60 mS; φ_{21e} = −60°	y_{21e} = 80 mS; φ_{21e} = −90°

Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter



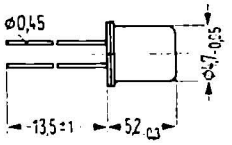
Kollektorstrom $I_C = f(I_B)$
U_{CE} = 10 V



NPN-HF-Transistoren für Schalteranwendungen

BSY 17, BSY 18, BSY 62 und BSY 63 sind doppeltdiffundierte epitaktische NPN-Silizium-HF-Planar-Transistoren im Gehäuse 18 A3 DIN 41 876 (TO-18). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Der Transistor BSY 17 entspricht dem Typ 2 N 743, BSY 18 entspricht dem Typ 2 N 744, BSY 62, Gruppe A entspricht dem Typ 2 N 706 A und BSY 63 entspricht dem Typ 2 N 708. Die Transistoren sind besonders zur Verwendung als schnelle Logikschalter geeignet.

Typ	Bestellnummer
BSY 17	Q60218-Y17
BSY 18	Q60218-Y18
BSY 62 A	Q60218-Y62-A
BSY 62 B	Q60218-Y62-B
BSY 63	Q60218-Y63



Gewicht etwa 0,3 g

Maße in mm

Grenzdaten		BSY 18 BSY 17	BSY 62	BSY 63	
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	12	15	15	V
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	20	25	40	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	5	5	5	V
Kollektorstrom	I_C	200	200	200	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	200	200	200	°C
Lagertemperatur	T_S		−65 bis +200		°C
Gesamtverlustleistung (T_G = 45 °C)	P_{tot}	1	1	1	W
Wärmewiderstand					
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 500	≦ 500	≦ 500	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 150	≦ 150	≦ 150	K/W

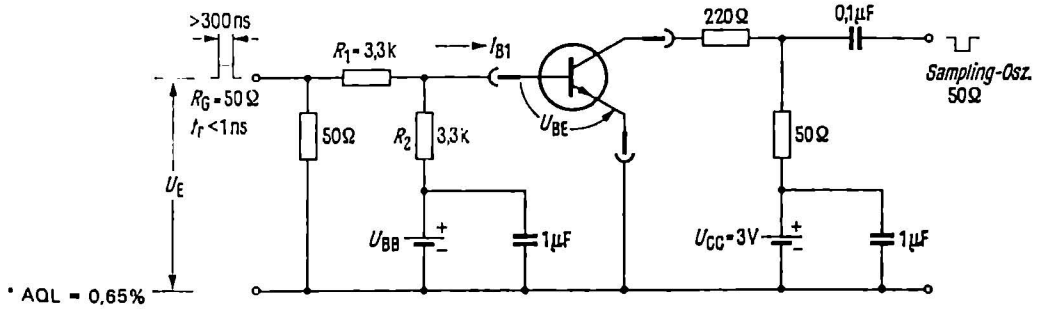
Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)		BSY 17		
	T_U	170	25	°C
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 20 V)	I_{CBO}	< 100	< 1*	µA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 10 mA)	$U_{(BR)CEO}$	—	> 12	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 10 µA)	$U_{(BR)EBO}$	—	> 5*	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 1 µA)	$U_{(BR)CBO}$	—	> 20	V

* AQL = 0,65%

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

		BSY 18		
	T_U	170	25	°C
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 20 V)	I_{CBO}	< 100	< 1*	µA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 10 mA)	$U_{(BR)CEO}$	—	> 12	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 10 µA)	$U_{(BR)EBO}$	—	> 5*	V
		BSY 62		
	T_U	150	25	°C
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 15 V)	I_{CBO}	< 30	< 0,5*	µA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 10 mA)	$U_{(BR)CEO}$	—	> 15	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 10 µA)	$U_{(BR)EBO}$	—	> 5*	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 1 µA)	$U_{(BR)CBO}$	—	> 25	V
		BSY 63		
	T_U	150	25	°C
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 20 V)	I_{CBO}	< 15	0,003	
Kollektor-Emitter-Reststrom (U_{CE} = 20 V; U_{BE} = 0,25 V; T_U = 125 °C)	I_{CEV}	< 10	(< 0,025)*	µA
			—	µA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 10 mA)	$U_{(BR)CEO}$	—	> 15	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 10 µA)	$U_{(BR)EBO}$	—	> 5*	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 1 µA)	$U_{(BR)CBO}$	—	> 40	V

Meßschaltung zur Messung der Aus- und Einschaltzeit Tastverhältnis < 2%



* AQL = 0,65%

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)

BSY 17

U_{CE} V	I_B mA	I_C mA	B I_C/I_B	U_{BEsat}[1] V	U_{CEsat}[1] V
0,25	< 0,1	1	> 10*	0,65	—
0,35	0,167 bis 0,5	10	20 bis 60*	0,7 (< 0,85)	< 0,28*
1,0	< 10	100	> 10*	< 1,5	—

BSY 18

U_{CE} V	I_B mA	I_C mA	B I_C/I_B	U_{BEsat}[1] V	U_{CEsat}[1] V
0,25	< 0,05	1	> 20*	0,66	—
0,35	0,083 bis 0,25	10	40 bis 120*	0,7 (< 0,85)	< 0,28*
1,0	< 5,0	100	> 20*	< 1,5	—

BSY 62 Die Transistoren werden nach der statischen Stromverstärkung B gruppiert und mit den Buchstaben „A" oder „B" gekennzeichnet.

B-Gruppe	U_{CE} V	I_B mA	I_C mA	B I_C/I_B
A	1	0,17 bis 0,5	10	20 bis 60*
B	1	0,033 bis 0,33	10	30 bis 300*

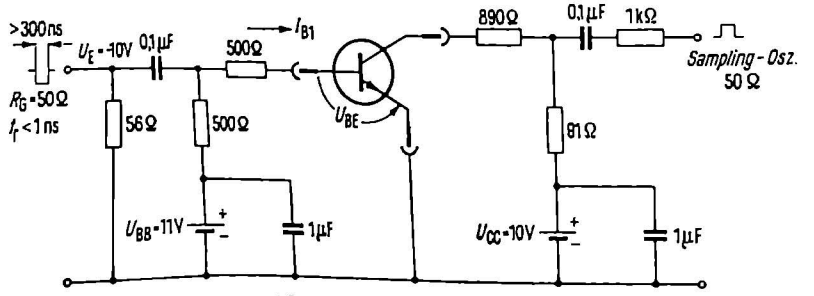
Sättigungsspannung (I_C = 10 mA; I_B = 10 mA) U_{BEsat}[1] = < 0,9 V
U_{CEsat}[1] = < 0,6* V

BSY 63

U_{CE} V	I_B mA	I_C mA	B I_C/I_B
1	< 0,033	0,5	> 15*
1	0,083 bis 0,33	10	30 bis 120*

Sättigungsspannung (I_C = 10 mA; I_B = 10 mA) U_{BEsat}[1] = 0,72 (0,8) V
U_{CEsat}[1] = < 0,4* V

Meßschaltung zur Messung der Speicherzeit (t_s) Tastverhältnis < 2%



[1]) Der Transistor ist so weit übersteuert, daß die statische Stromverstärkung auf einen Wert von B = 10 abgesunken ist.

* AQL = 0,65%

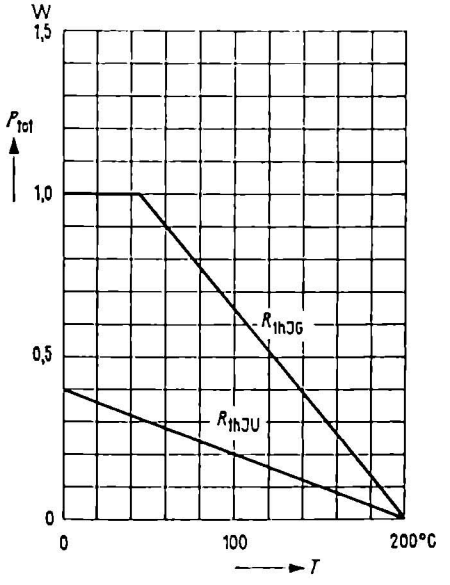
Dynamische Kenndaten
(T_U = 25 °C)

		BSY 17	BSY 18	BSY 62	BSY 63	
Transitfrequenz (I_C = 10 mA; U_{CE} = 10 V; f = 100 MHz)	f_T	> 280	> 280	> 280	> 300	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 5 V)	C_{CBO}	2,7 (< 5)	2,7 (< 5)	2,7 (< 5)	2,7 (< 6)	pF

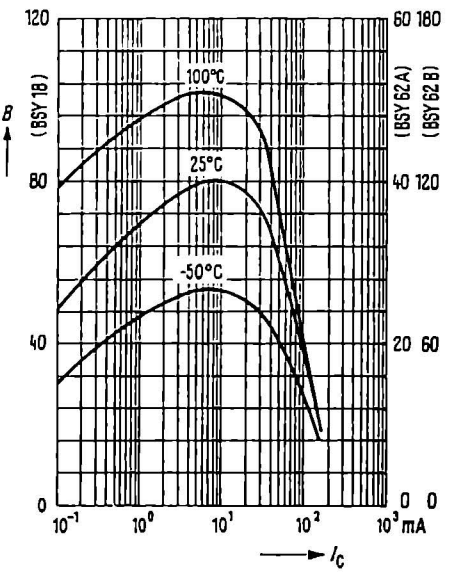
Schaltzeiten:

Arbeitspunkt: I_C = 10 mA; I_{B1} = 3 mA; $-I_{B2}$ = 1,5 mA; R_L = 270 Ω	t_{ein}	< 16	< 16	< 40	< 40	ns
	t_{aus}	< 24	< 24	< 75	< 75	ns
Arbeitspunkt: I_C = 100 mA; I_{B1} = 40 mA; $-I_{B2}$ = 20 mA; R_L = 50 Ω	t_{ein}	7	7	—	—	ns
	t_{aus}	25	25	—	—	ns
$I_C = I_{B1} = -I_{B2}$ = 10 mA; R_L = 1 kΩ	t_s	< 14	< 18	< 25	< 25	ns

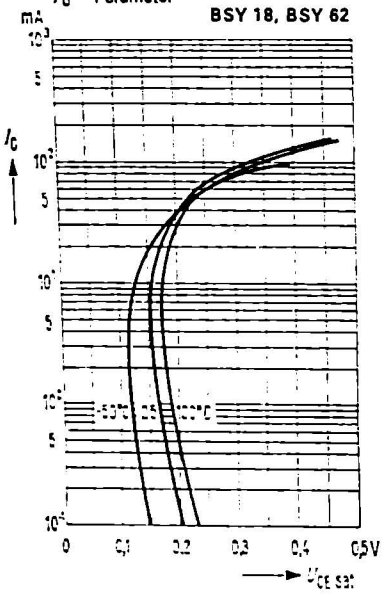
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter
BSY 17, BSY 18, BSY 62, BSY 63



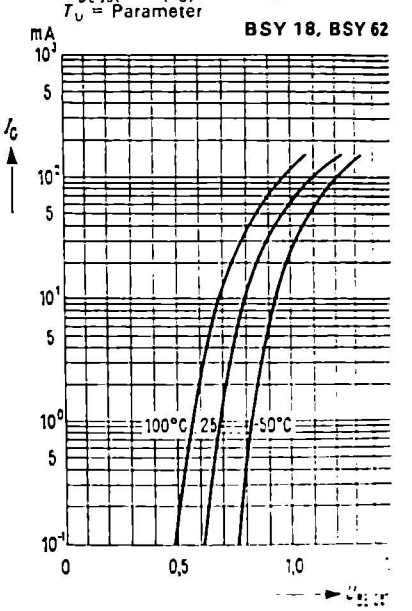
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
U_{CE} = 1 V; T_U = Parameter
(Emitterschaltung)
BSY 18, BSY 62A, BSY 62B



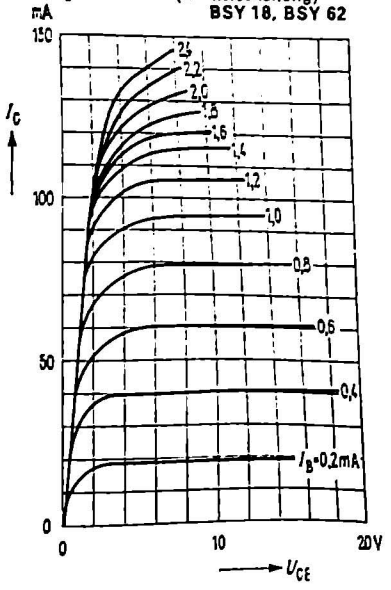
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
$U_{CEsat} = f(I_C)$; $B = 10$;
T_U = Parameter



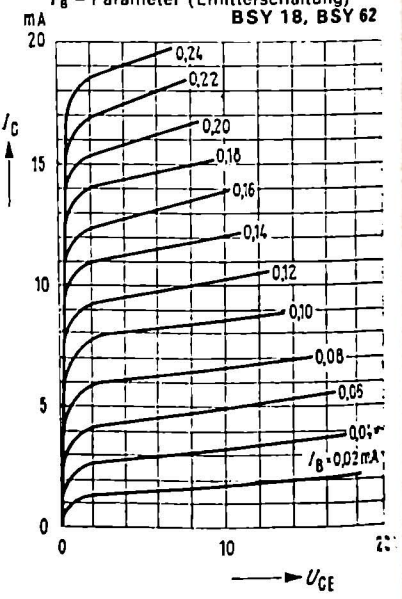
Basis-Emitter-Sättigungsspannung
$U_{BEsat} = f(I_C)$; $B = 10$;
T_U = Parameter



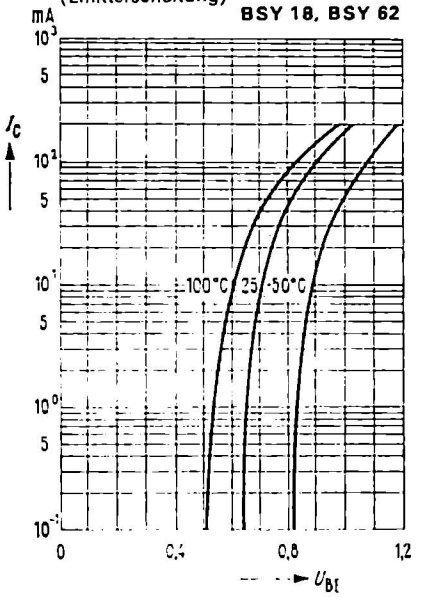
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BSY 18, BSY 62



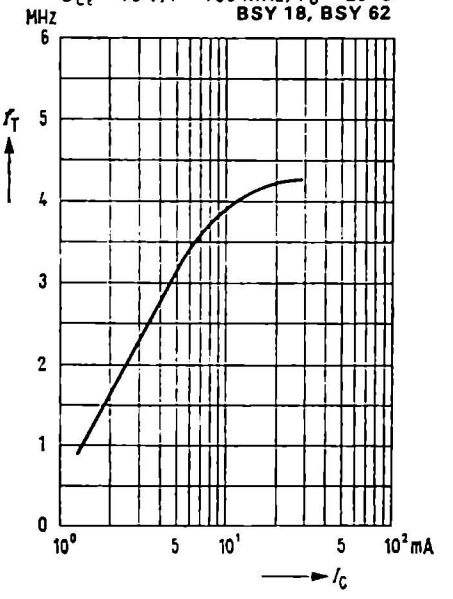
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BSY 18, BSY 62



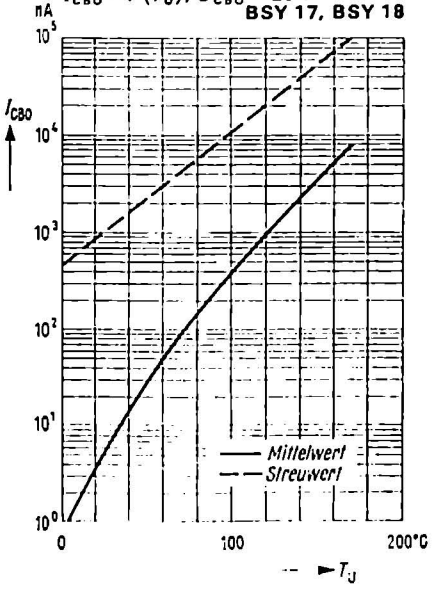
Kollektorstrom $I_C = f(U_{BE})$
$U_{CE} = 1$ V
(Emitterschaltung)
BSY 18, BSY 62



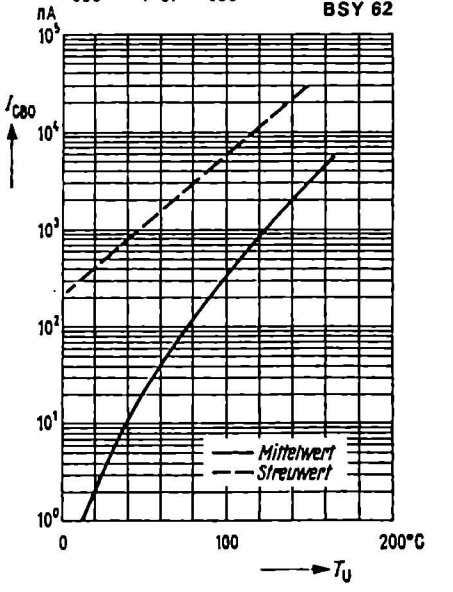
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$
$U_{CE} = 10$ V; $f = 100$ MHz; $T_U = 25$ °C
BSY 18, BSY 62



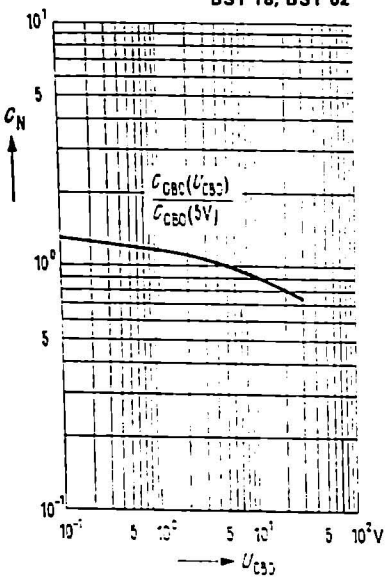
Temperaturabhängigkeit des Reststromes
$I_{CBO} = f(T_U)$; $U_{CBO} = 20$ V
BSY 17, BSY 18



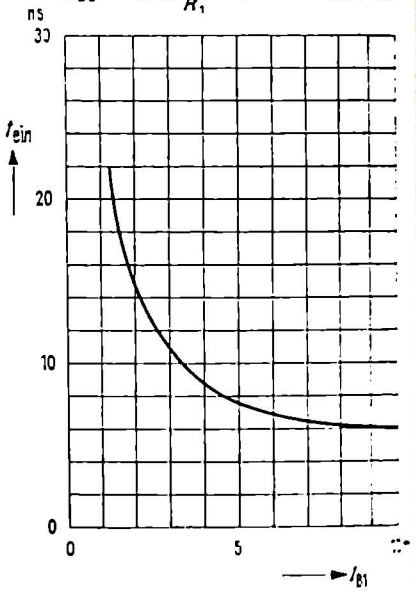
Temperaturabhängigkeit des Reststromes
$I_{CBO} = f(T_U)$; $U_{CBO} = 25$ V
BSY 62



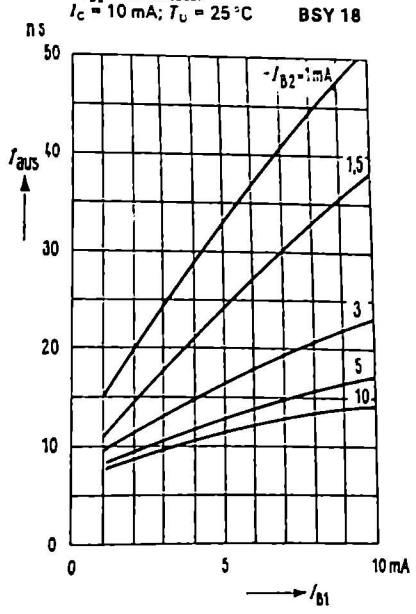
Kollektor-Basis-Kapazität
$C_N = f(U_{CBO})$
BSY 18, BSY 62



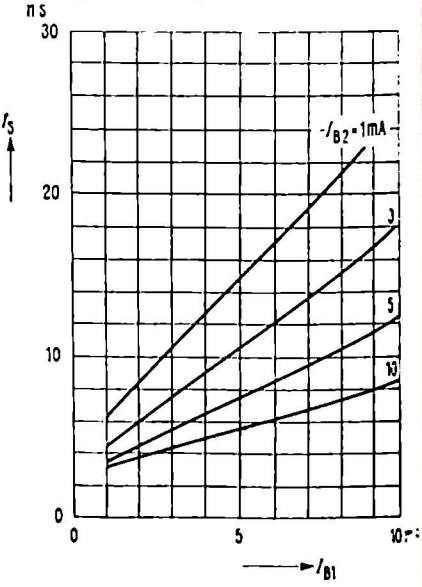
Einschaltzeit $t_{ein} = f(B_1)$
I_C = 10 mA; T_U = 25 °C
U_{BB} = −3 V; $\frac{R_2}{R_1}$ = 1 **BSY 18**



Ausschaltzeit $t_{aus} = f(I_{B1})$
$-I_{B2}$ = Parameter
I_C = 10 mA; T_U = 25 °C **BSY 18**



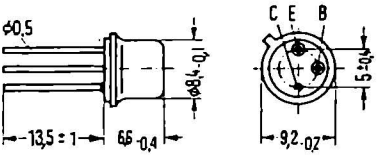
Speicherzeit $t_s = f(I_{B1})$
$-I_{B2}$ = Parameter
I_C = 10 mA; T_U = 25 °C **BSY 18**



NPN-HF-Transistoren für Schalteranwendungen

BSY 34 und BSY 58 sind doppeltdiffundierte epitaktische NPN-Silizium-HF-Transistoren in Planartechnik im Gehäuse 5 C3 DIN 41873 (TO–39). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden.
Die Transistoren BSY 34 und BSY 58 sind für den Einsatz als schnelle Schalter und besonders als Kerntreiber geeignet.

Typ	Bestellnummer
BSY 34	Q60218–Y34
BSY 58	Q60218–Y58



Gewicht etwa 1,5 g — Maße in mm

Grenzdaten		BSY 34	BSY 58	
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	40	25	V
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CES}	60	50	V
Kollektor-Basis-Spannung	U_{CBO}	60	50	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	5	5	V
Kollektorstrom	I_C	600	600	mA
Basisstrom	I_B	200	200	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	200	200	°C
Lagertemperatur	T_S	−65 bis +200	−65 bis +200	°C
Gesamtverlustleistung ($T_G \leqq 45$ °C)	P_{tot}	2,6	2,6	W
Wärmewiderstand				
Kollektorsperrschicht – Luft	R_{thJU}	≦ 220	≦ 220	K/W
Kollektorsperrschicht – Transistorgehäuse	R_{thJG}	≦ 60	≦ 60	K/W

Statische Kenndaten (T_U = 25 °C; U_{CE} = 1 V)

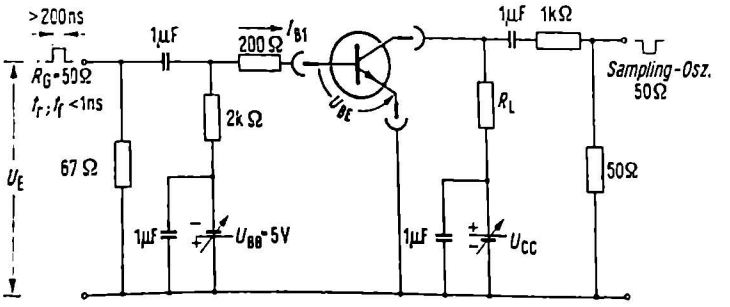
	BSY 34			BSY 58		
I_C mA	B I_C/I_B	U_{BEsat}[1] V	U_{CEsat}[1] V	B I_C/I_B	U_{BEsat}[1] V	U_{CEsat}[1] V
1	23	0,62	—	23	0,62	—
10	37	0,7	—	37	0,7	—
100	42 (> 25)*	0,85	0,17	42 (> 17)*	0,85	0,17
500	25 (> 10)	1,2 (<1,5)*	0,6 (<1)*	25	1,2 (<1,5)*	0,6 (<1,5)*

[1]) Der Transistor ist so weit übersteuert, daß die statische Stromverstärkung auf einen Wert von B = 10 abgesunken ist.
* AQL = 0,65%

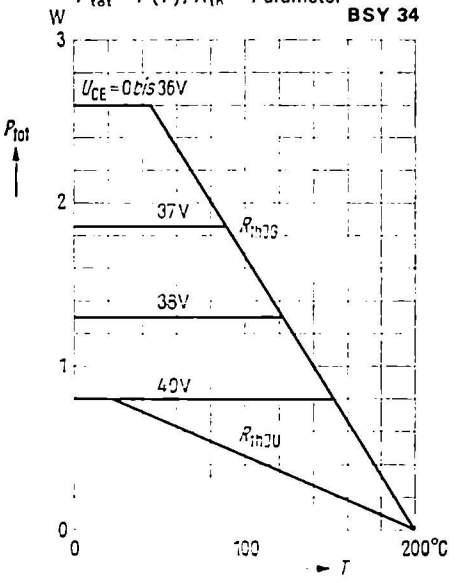
		BSY 34		BSY 58	
	T_U	150	25	25	°C
Kollektor-Basis-Reststrom (U_{CBO} = 50 V)	I_{CBO}	$< 7 \cdot 10^{-4}$	< 70 *	< 120 *	nA
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CEO} = 10 mA)	$U_{(BR)CEO}$		> 40	> 25	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung (I_{CES} = 10 µA)	$U_{(BR)CES}$		> 60	> 50	V
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung (I_{CBO} = 100 µA)	$U_{(BR)CBO}$		> 60	> 50	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung (I_{EBO} = 100 µA)	$U_{(BR)EBO}$		> 5	> 5	V
Dynamische-Kenndaten (T_U = 25 °C)					
Transitfrequenz (I_C = 30 mA; U_{CE} = 10 V; f = 100 MHz)	f_T		400 (> 250)	400 (> 250)	MHz
Kollektor-Basis-Kapazität (U_{CBO} = 10 V)	C_{CBO}		4,5 (< 6)	4,5 (< 6)	pF
Emitter-Basis-Kapazität (U_{EBO} = 1 V)	C_{EBO}		22	22	pF
Schaltzeiten					
Arbeitspunkt: I_C = 150 mA; I_{B1} = 15 mA	t_{ein}		30	35	ns
$-I_{B2}$ = 15 mA; R_L = 150 Ω	t_{aus}		50	60	ns
Arbeitspunkt: I_C = 500 mA; I_{B1} = 50 mA; $-I_{B2}$ = 25 mA; U_E = 15 V					
R_L = 80 Ω für BSY 34 (U_{CC} = 40 V)	t_{ein}		30 (< 50)	35 (< 65)	ns
R_L = 50 Ω für BSY 58 (U_{CC} = 25 V)	t_{aus}		65 (< 95)	65 (< 110)	ns

* AQL = 0,65%

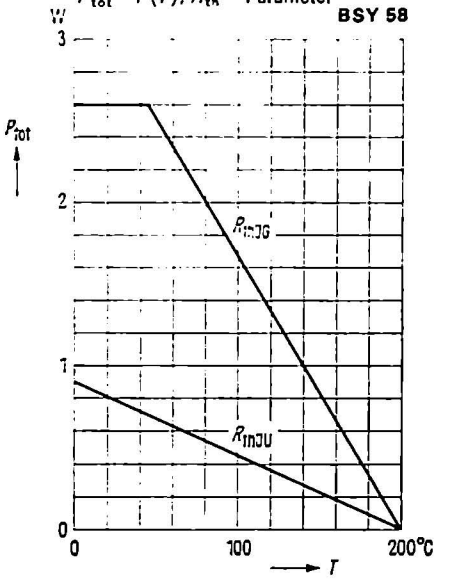
Meßschaltung für Schaltzeiten



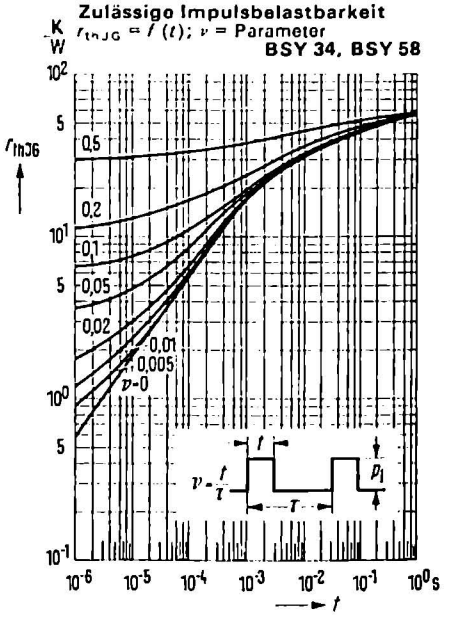
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter
BSY 34



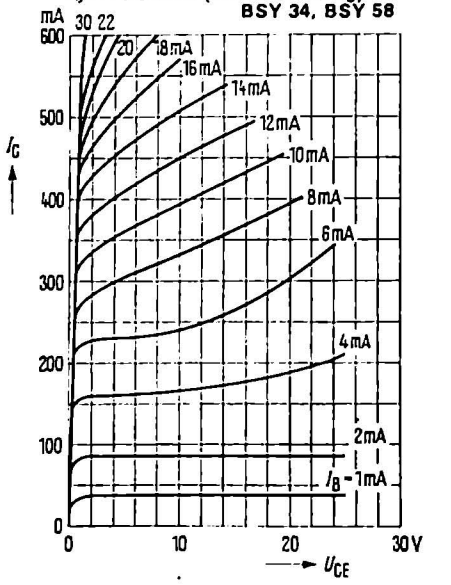
Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$; R_{th} = Parameter
BSY 58



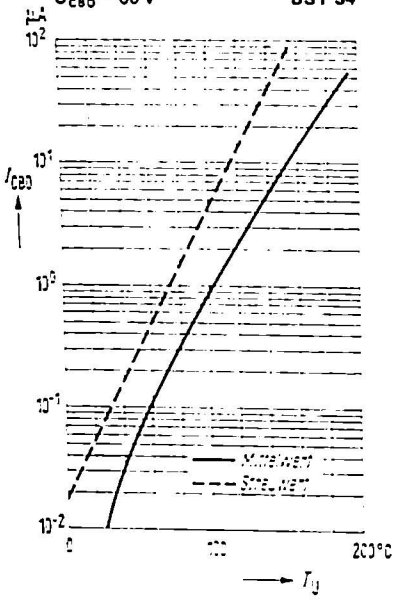
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$r_{thJG} = f(t)$; v = Parameter
BSY 34, BSY 58



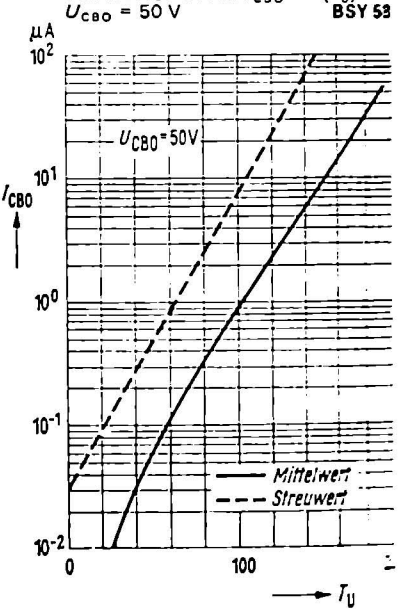
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)
BSY 34, BSY 58



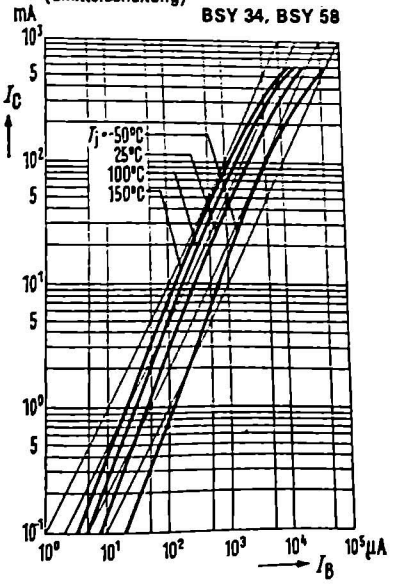
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
$U_{CBO} = 60$ V **BSY 34**



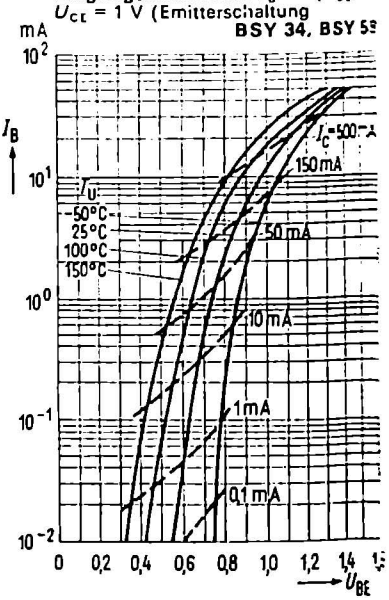
Temperaturabhängigkeit des Reststromes $I_{CBO} = f(T_U)$
$U_{CBO} = 50$ V **BSY 58**



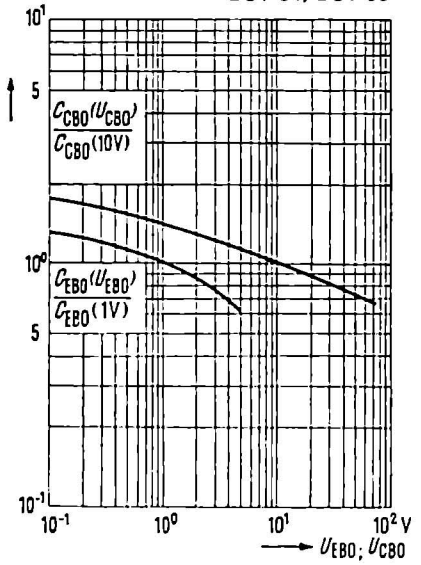
Kollektorstrom $I_C = f(I_B)$; $U_{CE} = 1$ V (Emitterschaltung)
BSY 34, BSY 58



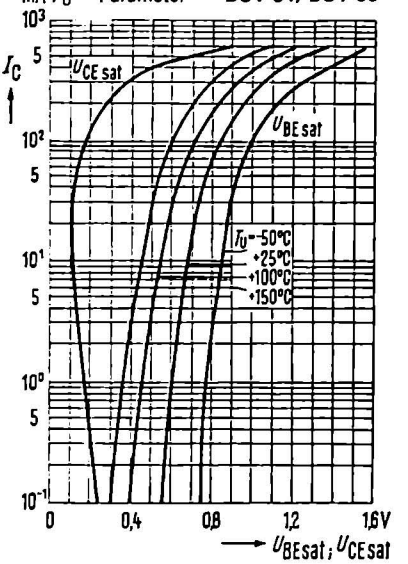
Eingangskennlinien $I_B = f(U_{BE})$
$U_{CE} = 1$ V (Emitterschaltung
BSY 34, BSY 58



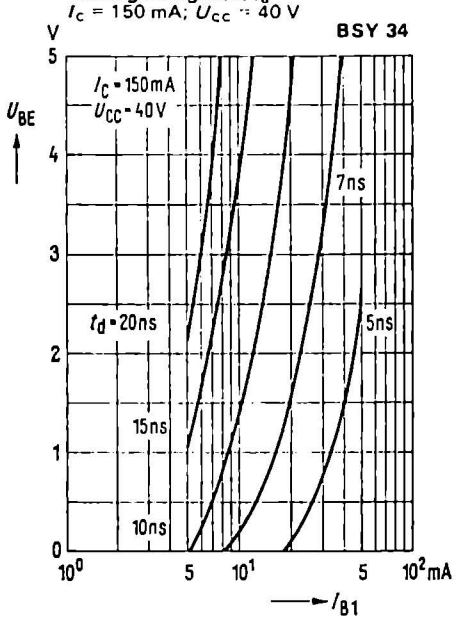
Kollektor-Basis-Kapazität $C_{CBO} = f(U_{CBO})$
Emitter-Basis-Kapazität $C_{EBO} = f(U_{EBO})$
BSY 34, BSY 58



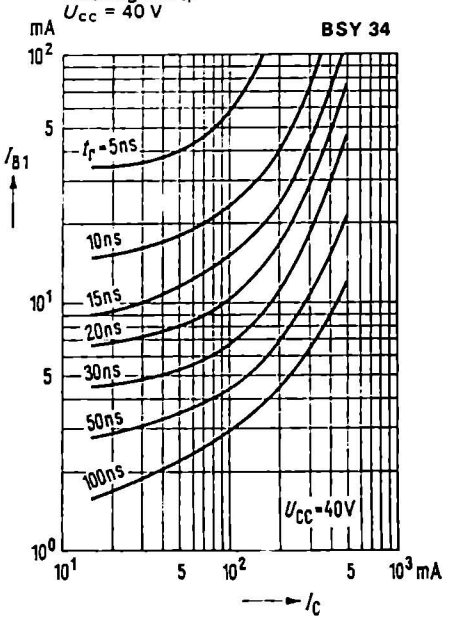
Sättigungsspannungen
$U_{CEsat} = f(I_C)$; $B = 10$
$U_{BEsat} = f(I_C)$; $B = 10$
mA T_U = Parameter BSY 34, BSY 58



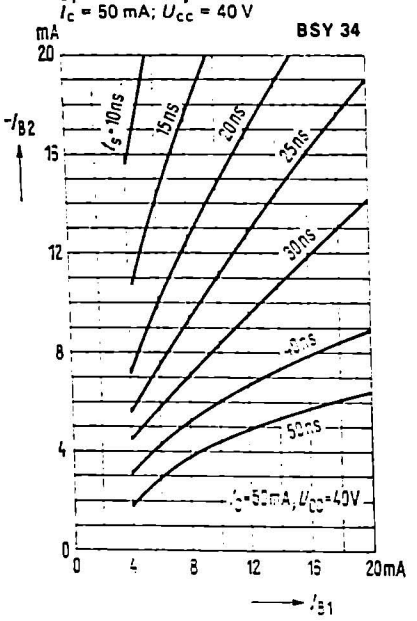
Verzögerungszeit t_d
I_C = 150 mA; U_{CC} = 40 V
BSY 34



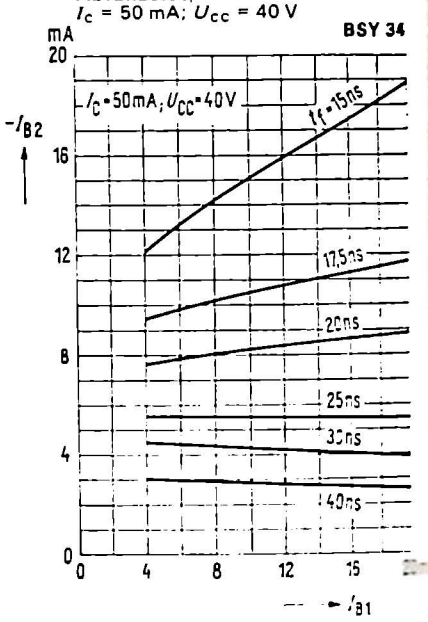
Anstiegzeit t_r
U_{CC} = 40 V
BSY 34



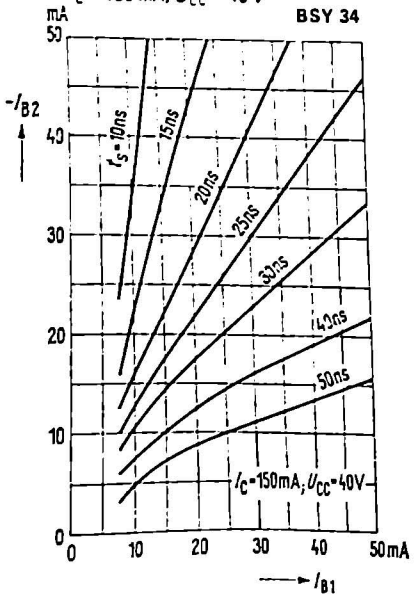
Speicherzeit t_s,
I_C = 50 mA; U_{CC} = 40 V



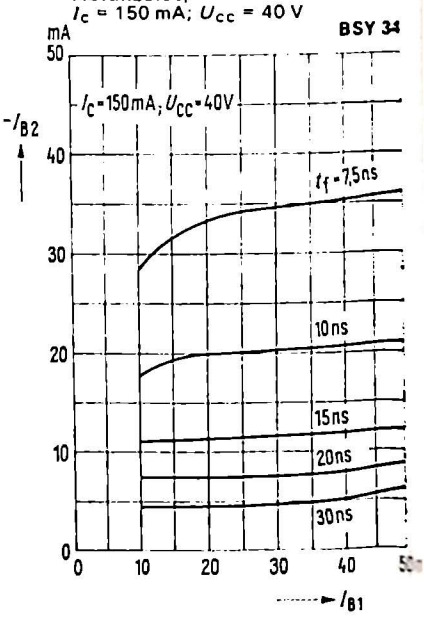
Abfallzeit t_f,
I_C = 50 mA; U_{CC} = 40 V



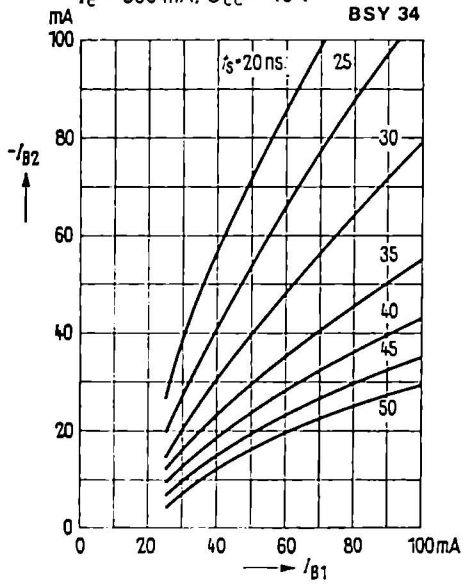
Speicherzeit t_s,
I_C = 150 mA; U_{CC} = 40 V



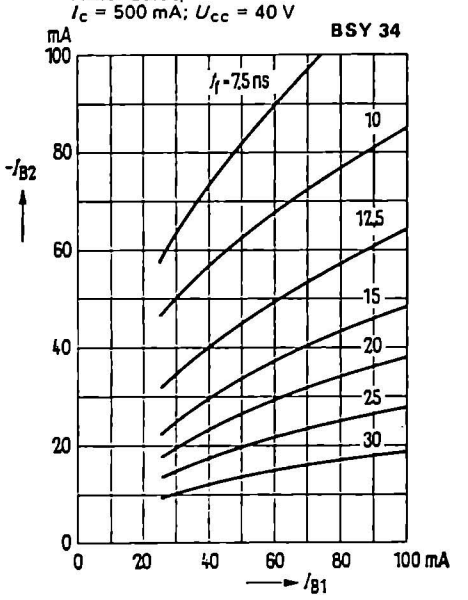
Abfallzeit t_f,
I_C = 150 mA; U_{CC} = 40 V



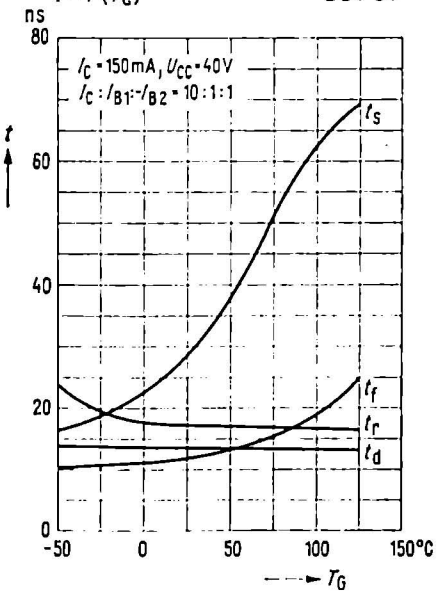
Speicherzeit t_s
I_C = 500 mA; U_{CC} = 40 V
BSY 34



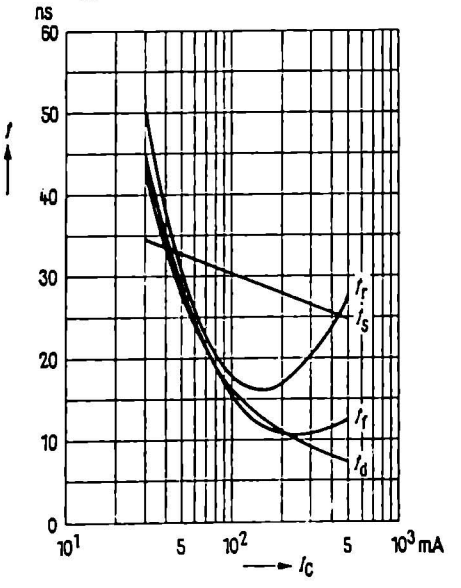
Abfallzeit t_f
I_C = 500 mA; U_{CC} = 40 V
BSY 34



Schaltzeiten in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur
$t = f(T_G)$
BSY 34



Schaltzeiten in Abhängigkeit vom Kollektorstrom $t = f(I_C)$
U_{CC} = 40 V
BSY 34



2.2. Typenübersicht Dioden, Varaktoren Industrietypen

Germaniumdioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßspannung bei I_F = 10 mA U_F (V)	Sperrstrom bei U_R = 10 V I_R (µA)	Anwendung
AAY 27	25	0,58 (≦ 0,83)	6 (≦ 30)	HF- und Schaltdiode
AAY 28	100	0,65 (≦ 1,15)	3 (≦ 7)	Universaldiode

Germanium-Spitzendioden für Patronenfassungen

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßspannung bei I_F = 2 mA U_F (V)	Sperrstrom bei U_R = 40 V I_R (µA)	Anwendung
GP 731	36	< 1	< 300	Meßzwecke bis 1 GHz
GD 732	36	< 1	< 300	Meßzwecke universell
GD 733	36	< 1	3 (< 5)[1]	Meßzwecke bis 400 MHz
Adapter	–	–	–	Cu-Adapter zur Halterung der Dioden in Patronenfassung.

Germanium-Tunneldioden (T_U = 25 °C)

Typ	Gipfelstrom I_P (mA)	Gipfelspannung U_P (mV)	Diodenkapazität C_D (pF)	Serienwiderstand R_S (Ω)
AEY 30 A	1,6 (1,4 bis 1,8)	75	0,6 bis 0,9	5,5 < 8
AEY 30 B	1,6 (1,4 bis 1,8)	75	0,9 bis 1,2	5,5 < 8
AEY 30 C	1,6 (1,4 bis 1,8)	75	1,2 bis 1,5	5,5 < 8
AEY 30 D	1,6 (1,4 bis 1,8)	75	1,5 bis 1,8	5,5 < 8
TU 205/5	5 (4,75 bis 5,25)	80	7 (4 bis 10)	2 < 3
TU 205/10	5 (4,5 bis 5,5)	80	7 (4 bis 10)	2 < 3
TU 210/5	10 (9,5 bis 10,5)	90	10 (6 bis 13)	1,5 < 2,5
TU 210/10	10 (9 bis 11)	90	10 (6 bis 13)	1,5 < 2,5
TU 220/5	20 (19 bis 21)	110	20 (10 bis 30)	1 < 2,5
TU 220/10	20 (18 bis 22)	110	20 (10 bis 30)	1 < 2,5
TU 301	1 (0,9 bis 1,1)	65	1,5 < 3	4 < 6
TU 302	2 (1,8 bis 2,2)	70	3 < 5	3 < 5
TU 305/5	5 (4,75 bis 5,25)	80	5 < 8	2 < 3
TU 305/10	5 (4,5 bis 5,5)	80	5 < 8	2 < 3
TU 310/5	10 (9,5 bis 10,5)	90	10 < 15	1,5 < 2,5
TU 310/10	10 (9 bis 11)	90	10 < 15	1,5 < 2,5
TU 320/5	20 (19 bis 21)	110	15 < 20	1,5 < 2,5
TU 320/10	20 (18 bis 22)	110	15 < 20	1,5 < 2,5
TU 410/5	10 (9,5 bis 10,5)	100	3 < 5	3 < 5
TU 410/10	10 (9 bis 11)	100	3 < 5	3 < 5

[1]) U_R = 10 V

Germanium-Backwarddiode (T_U = 25 °C)

Typ	Sperrspannung U_R bei I_R = 300 µA (mV)	Durchlaßspannung U_F bei I_F = 3 mA (mV)	Gesamtkapazität C_D (pF)
TU 300	500	80 bis 120	< 1,5 (0,8)

Silizium-Planar-Schalterdioden $R_{th\ JU} \leqq 520$ °C/W

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßstrom I_F (mA)	Sperrstrom I_R (nA) bei U_R (V)		Kapazität bei U_R = 0 C_o (pF)	Schaltzeit t_{rr} (ns)
BAY 41	40	< 225	≦ 50	20	3 (< 5)	10 (< 15)[1]
BAY 42	60	< 225	≦ 50	30	3 (< 5)	10 (< 15)[1]
BAY 43	80	< 225	≦ 50	40	3 (< 5)	10 (< 15)[1]
BAY 61	75	200	≦ 25	20	≦ 4	≦ 4[2]
BAW 75	35	300	≦ 100	25	≦ 4	≦ 2[2]
BAW 76	75	300	≦ 100	50	≦ 2	≦ 2[2]

Silizium-Doppeldiode mit gemeinsamer Kathode

BAV 74	50	150[3]	Durchlaßspannung bei I_F = 100 mA U_F = 1 V	4

Silizium-Universaldioden $R_{th\ JU} \leqq 400$ °C/W

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Durchlaßspannung bei I_F = 100 mA U_F (V)	Sperrstrom bei U_R I_R (µA)	Anwendung
BAY 44	50	0,97 (< 1,1)	0,02 (< 0,2)	Universaldiode
BAY 45	150	0,97 (< 1,1)	0,02 (< 0,2)	Universaldiode
BAY 46	300	0,97 (< 1,1)	0,02 (< 0,2)	Universaldiode

Silizium-Kapazitätsdiode

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Diodenkapazität f = 1 MHz U_R = 3 V C_D (pF)	Diodenkapazität f = 1 MHz U_R = 30 V C_D (pF)	Gütefaktor gemessen bei 30 pF und 100 MHz Q	Serienwiderstand gemessen bei 30 pF und 100 MHz r_S (Ω)
BBY 30	30	29 bis 31	11	> 100	< 0,5

[1]) Schaltzeit, gemessen beim Schalten von I_F = 200 mA auf I_R = 200 mA mit Sampling-Oszillograph auf 10% von I_R
[2]) Schaltzeit, gemessen beim Schalten von I_F = – 10 mA, U_R = 6 V, R_L = 100 Ω
[3]) Summe beider Diodenströme

Silizium-Zweifach-Kapazitätsdiode mit gemeinsamer Kathode

Typ	Sperrspannung	Diodenkapazität f = 1 MHz		Gütefaktor gemessen bei 38 pF und 100 MHz	Serienwiderstand
	U_R (V)	U_R = 3 V C_D (pF)	U_R = 30 V C_D (pF)	Q	r_S (Ω)
BBY 29	30	38 bis 40	14,5 bis 16,5	> 90	< 0,9

Silizium-Planar-Z-Dioden (Engere Toleranzen auf Anfrage lieferbar)

Typ	Nennspannung	Durchbruchspannungsbereich	dyn. Widerstand		Sperrstrom	
	U_Z (V)	I_Z = 5 mA U_Z (V)	I_Z = 5 mA r_Z (Ω)	I_Z = 1 mA r_Z (Ω)	I_R (nA)	bei U_R (V)
BZX 97 C 0 V 8	0,78	0,73 bis 0,83	< 8	—	—	—
BZX 97 C 2 V 4	2,4	2,28 bis 2,56	< 85	< 600	< 10000	1
BZX 97 C 2 V 7	2,7	2,5 bis 2,9	< 85	< 600	< 10000	1
BZX 97 C 3 V 0	3	2,8 bis 3,2	< 80	< 600	< 4000	1
BZX 97 C 3 V 3	3,3	3,1 bis 3,5	< 85	< 600	< 2000	1
BZX 97 C 3 V 6	3,6	3,4 bis 3,8	< 85	< 600	< 2000	1
BZX 97 C 3 V 9	3,9	3,7 bis 4,1	< 85	< 600	< 2000	1,5
BZX 97 C 4 V 3	4,3	4,0 bis 4,6	< 75	< 600	< 1000	1
BZX 97 C 4 V 7	4,7	4,4 bis 5,0	< 60	< 600	100 < 500	1
BZX 97 C 5 V 1	5,1	4,8 bis 5,4	< 35	< 550	10 < 100	1
BZX 97 C 5 V 6	5,6	5,2 bis 6,0	< 25	< 450	10 < 100	1
BZX 97 C 6 V 2	6,2	5,8 bis 6,6	< 10	< 200	10 < 100	2
BZX 97 C 6 V 8	6,8	6,4 bis 7,2	< 8	< 150	10 < 100	3
BZX 97 C 7 V 5	7,5	7,0 bis 7,9	< 7	< 50	10 < 100	5
BZX 97 C 8 V 2	8,2	7,7 bis 8,7	< 7	< 50	10 < 100	6
BZX 97 C 9 V 1	9,1	8,5 bis 9,6	< 10	< 50	10 < 100	7
BZX 97 C 10	10	9,4 bis 10,6	< 15	< 70	10 < 100	7,5
BZX 97 C 11	11	10,4 bis 11,6	< 20	< 70	10 < 100	8,5
BZX 97 C 12	12	11,4 bis 12,7	< 20	< 90	10 < 100	9
BZX 97 C 13	13	12,4 bis 14,1	< 26	< 110	10 < 100	10
BZX 97 C 15	15	13,8 bis 15,6	< 30	< 110	10 < 100	11
BZX 97 C 16	16	15,3 bis 17,1	< 40	< 170	10 < 100	12
BZX 97 C 18	18	16,8 bis 19,1	< 55	< 170	10 < 100	14
BZX 97 C 20	20	18,8 bis 21,2	< 55	< 220	10 < 100	15
BZX 97 C 22	22	20,8 bis 23,2	< 55	< 220	10 < 100	17
BZX 97 C 24	24	22,8 bis 25,6	< 80	< 220	10 < 100	18
BZX 97 C 27	27	25,4 bis 28,6	< 80	< 220	10 < 100	20
BZX 97 C 30	30	28,4 bis 31,6	< 80	< 220	10 < 100	22
BZX 97 C 33	33	31,3 bis 34,5	< 80	< 220	10 < 100	24

Silizium-Planar-Z-Dioden

Fertigungsübersicht bei T_U = 25 °C
(Engere Toleranzen auf Anfrage lieferbar)

Typ BZX 83 . . .	Nenn-spannung	Durchbruch-spannungs-bereich I_Z = 5 mA			Sperrstrom	
			I_Z = 5 mA	I_Z = 1 mA		bei
	U_Z (V)[1]	U_Z (V)	r_Z (Ω)	r_Z (Ω)	I_R (µA)	U_R (V)
BZX 83 C 0 V 8	0,78	0,73–0,83	< 10	—	—	—
BZX 83 C 2 V 4	2,4	2,28–2,56	< 90	< 600	< 120	1
BZX 83 C 2 V 7	2,7	2,5 bis 2,9	< 90	< 600	< 100	1
BZX 83 C 3 V 0	3	2,8 bis 3,2	< 90	< 600	< 60	1
BZX 83 C 3 V 3	3,3	3,1 bis 3,5	< 90	< 600	< 30	1
BZX 83 C 3 V 6	3,6	3,4 bis 3,8	< 90	< 600	< 20	1
BZX 83 C 3 V 9	3,9	3,7 bis 4,1	< 85	< 600	< 10	1
BZX 83 C 4 V 3	4,3	4,0 bis 4,6	< 80	< 600	< 5	1
BZX 83 C 4 V 7	4,7	4,4 bis 5,0	< 80	< 600	< 2	1
BZX 83 C 5 V 1	5,1	4,8 bis 5,4	< 60	< 550	< 1	1
BZX 83 C 5 V 5	5,6	5,2 bis 6,0	< 40	< 450	< 1	1
BZX 83 C 6 V 2	6,2	5,8 bis 6,6	< 10	< 200	< 1	2
BZX 83 C 6 V 8	6,8	6,4 bis 7,2	< 8	< 150	< 1	3
BZX 83 C 7 V 5	7,5	7,0 bis 7,9	< 7	< 50	< 1	3,5
BZX 83 C 8 V 2	8,2	7,7 bis 8,7	< 7	< 50	< 1	4
BZX 83 C 9 V 1	9,1	8,5 bis 9,6	< 10	< 50	< 1	5
BZX 83 C 10	10	9,4 bis 10,6	< 15	< 70	< 1	6
BZX 83 C 11	11	10,4 bis 11,6	< 20	< 70	< 1	7
BZX 83 C 12	12	11,4 bis 12,7	< 20	< 90	< 1	8
BZX 83 C 13	13	12,4 bis 14,1	< 25	< 110	< 1	9
BZX 83 C 15	15	13,8 bis 15,6	< 30	< 110	< 1	11
BZX 83 C 16	16	15,3 bis 17,1	< 40	< 170	< 1	11
BZX 83 C 18	18	16,8 bis 19,1	< 55	< 170	< 1	12
BZX 83 C 20	20	18,8 bis 21,2	< 55	< 220	< 1	14
BZX 83 C 22	22	20,8 bis 23,2	< 58	< 220	< 1	15
BZX 83 C 24	24	22,8 bis 25,6	< 80	< 220	< 1	16
BZX 83 C 27	27	25,4 bis 28,6	< 80	< 250	< 1	18
BZX 83 C 30	30	28,4 bis 31,6	< 90	< 250	< 1	20
BZX 83 C 33	33	31,3 bis 34,5	< 90	< 250	< 1	22

[1]) Impulsweise gemessen: t_p < 100 ms

Baritt-Dioden 4 bis 10 GHz

Zur Erzeugung von Mikrowellenleistung aus Gleichstromleistung

Typ	Sperrspannung $U_{(BR)}$ (V)	Betriebsspannung U_B (V)	Betriebsstrom I_B mA	Frequenz f (GHz)
BGY 30 D–1 A	50	60	50	5
BGY 31 D–1 A	45	55	55	8

Sperrschichtvaraktoren Zur Abstimmung und Modulation

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Dioden-Kapazität (U_R = 15 V; f = 1 MHz) C_D (pF)	Serienwiderstand (U_R = 3 V; f = 2,4 GHz) R_S (Ω)	Güte[1]) (Q)
BBY 24	120	14 (12 bis 16)[2])	< 0,9[3])	> 250
BBY 25	120	18 (16 bis 20)[2])	< 0,9[3])	> 200
BBY 26	120	22 (20 bis 24)[2])	< 0,9[3])	> 200
BBY 27	120	38 (36 bis 40)[2])	< 0,9[3])	> 200
BXY 21 CA	20	2 (1,5 bis 2,5)[2])	0,5 (< 0,8)[4])	—
BXY 22 G	30	10 (8,8 bis 11,2)	< 1,5	
BXY 22 H	30	12 (10,8 bis 13,2)	< 1,5	
BXY 22 J	30	14,5 (13 bis 16)	< 1,5	
BXY 23	30	12 (10,7 bis 13,3)[1])	< 0,9	
BXY 24 EA 3	60	6 (5 bis 8)[2])	< 0,8	

[1]) U_R = 3 V, f = 1 MHz [2]) U_R = 0 V; f = 1 MHz [3]) U_R = 100 V; f = 2,4 GHz [4]) U_R = 20 V; f = 2,4 GHz

Speichervaraktoren Zur Frequenzvervielfachung

Typ	Durchbruchspannung (I_R = 10 µA) U_R (V)	Dioden-Kapazität (U_R = 0 V f = 1 MHz) C_D (pF)	Empfohlener Frequenzbereich (GHz)	Eingangsleistung P_E (W)
BXY 10 A/13 A	35 (30–40)	1,0 (0,5–1,5)	1–15	bis 0,5
BXY 10 B/13 B	40 (33–47)	1,3 (0,9–1,8)	1–15	bis 1
BXY 10 C/13 C	42 (34–50)	2,5 (1,5–3,5)	1–10	bis 1,5
BXY 10 D/13 D	60 (50–70)	4,5 (3–6)	1–10	bis 2,5
BXY 11 D/14 D	45–60	2,5–4,5	1–10	bis 3
BXY 11 E/14 E	60 (50–70)	7,5 (5–10)	0,3–5	bis 3
BXY 11 F/14 F	75 (60–90)	13,5 (9–18)	0,05–2	bis 4
BXY 11 GA/14 GA	75 (60–90)	20 (15–25)	0,05–2	bis 4
BXY 15 CA–1	44 (38–50)	2 (1,5–3,5)	2–15	bis 2,5
BXY 15 CA–2	44 (38–50)	2,0 (1,5–3,5)	2–15	bis 2,5
BXY 15 DC–1	60 (50–70)	5,0 (3–6)	1–10	bis 5
BXY 15 DC–2	60 (50–70)	5,0 (3–6)	1–10	bis 5
BXY 16 B	45 (40–50)	1,3 (0,9–1,8)	2–13	bis 1,5
BXY 16 C 1	60 (52–70)	2,0 (1,5–3,5)	1–10	bis 4
BXY 16 C 2	60 (52–70)	2,0 (1,5–3,5)	1–10	bis 4
BXY 17 CA–1	55–70	1,5–2,5	1–10	bis 4
BXY 17 CA–2	55–70	1,5–2,5	1–10	bis 4
BXY 19 E	95 (85–105)	8 (5–10)	0,1–3	bis 8
BXY 19 F	95 (85–105)	12 (9–18)	0,1–3	bis 15
BXY 19 FB	95 (85–105)	15 (12–18)	0,1–3	bis 15
BXY 19 GB	105 (95–115)	25 (20–30)	0,1–2,4	bis 20
BXY 19 HA	125 (115–135)	35 (30–40)	0,1–2	bis 30
BXY 21 B	25 bis 35	0,9 bis 1,8	1 bis 12	0,25
BXY 21 CB	15 bis 25	1,7 bis 3,5	1 bis 6	0,25

Mikrowellen-Schottky-Dioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Sperrschicht-kapazität C_j (pF)	Gehäuse-kapazität C_G (pF)	Verlust-leistung P_{tot} (mW)
BAT 14 C–3	5	0,15 bis 0,35	0,3	200
BAT 14 CB–1	5	0,2 bis 0,3	0,3	200
BAT 14 CC–1	5	0,25 bis 0,35	0,3	200

Lawinenlaufzeit-(IMPATT)-Dioden

zur Erzeugung und Verstärkung von Mikrowellenleistung

Typ	Betriebswert U_R (V)	Betriebswert I_R (mA)	CW-Ausgangs-leistung p (mW)	Frequenz-bereich (GHz)[2]
BGY 12 A	120–160	15–24	> 50	4–6
BGY 12 B	120–160	15–25	> 100	4–6
BGY 13 A	85–105	30–40	> 25	8–10
BGY 13 B	85–105	30–40	> 75	8–10
BGY 14 A[1]	120–160	60–100	> 500	5–7
BGY 14 B[1]	120–160	80–100	> 750	5–7
BGY 26	90	65–140	250–750	10–12
BGY 27	70–80	40–140	100–500	12–15

Pin-Dioden

für Phasenschieber und Schalteranwendungen im GHz-Bereich

Typ	Durchbruch-spannung (I_R = 10 µA) U_{BR} (V)	Dioden-Kapazität (U_R = 50 V; f = 1 MHz) C_{VR} (pF)	Speicherzeit (I_F = 10 mA; I_R = 6 mA) t_S (µs)
BXY 42	> 150	< 0,3	> 0,2
BXY 43	> 150	< 0,45	> 0,25
BXY 44	> 350	< 1,3	> 2
BXY 58 EA	500	0,5 bis 0,8	> 1,35
BXY 59 D	650	0,3 bis 0,6	> 1,2

[1]) Diodeneinbau in Spezialtechnologie für höchste Wärmeableitung
[2]) andere Frequenzbereiche auf Anfrage

2.3. Erläuterungen zu Dioden

Silizium-Dioden

Geringe Sperrströme und niedrige Durchlaßwiderstände sind die wesentlichsten Merkmale der Silizium-Dioden. Ferner werden Sperrspannungen von einigen hundert Volt erreicht.

Gleichrichter und Schalterdioden

Diese Dioden zeichnen sich durch geringe Sperrströme und hohe Sperrspannungen aus. Die zulässige Sperrschichttemperatur T_j bis zu 200 °C, erlaubt trotz kleiner Bauform verhältnismäßig hohe Verlustleistungen. Sie werden als Stromventile, zur Gleichrichtung bis zu einigen MHz und auch als Schaltdioden verwendet. Die Sperrschichtkapazität ist spannungsabhängig und nimmt mit wachsender Sperrspannung ab $\left(C \sim \frac{1}{\sqrt[3]{U_R}}\right)$

Für Anwendungen, welche extrem schnelle Schaltdioden (z. B. logische Schaltungen) oder Gleichrichter bis in den VHF-Bereich erfordern, stehen epitaktische Planardioden zur Verfügung.

Z-Dioden

Die Kennlinie der Z-Dioden auf der Sperr- und Durchbruchseite kann in 3 Bereiche, einen Sperr-, einen Knick- und einen Stabilisierbereich aufgeteilt werden. Der Übergang vom Knick- in den Stabilisierbereich liegt bei Dioden mit Z-Spannungen $\geq$ 8 V zwischen 50 µA und 0,5 mA. Bei Dioden mit kleineren Z-Spannungen sind die Stromwerte für den Übergang größer. Im Stabilisierbereich hat die Kennlinie einen steilen Verlauf. Der diesem Verlauf entsprechende Widerstand besteht aus dem Z-Widerstand (oder dynamischer Z-Widerstand) und einem zweiten Anteil, der durch den Temperaturkoeffizienten der Z-Spannung verursacht wird.
Eine Z-Stromänderung verursacht über den Temperaturkoeffizienten der Z-Spannung eine Z-Spannungsänderung, die sich wie ein zusätzlicher Widerstand auswirkt.

Der Gesamtwiderstand heißt statischer Z-Widerstand:
$r_{Z\,ges} = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = r_Z + U_Z^2 \cdot R_{th} \cdot TK_R$. Er bestimmt das Verhalten bei langsamen Belastungsänderungen (etwa 60 s und größer). Für rasche Belastungsänderungen (etwa 20 ms und kleiner) gilt nur der (dynamische) Z-Widerstand r_Z.
Der Widerstand r_z ist ohmisch und für kurzzeitige Änderungen maßgebend. Der zweite Anteil r_{Zth} ist auf thermische Eigenschaften der Diode zurückzuführen und bestimmt zum großen Teil das Verhalten bei langsamen Belastungsänderungen, bei denen er wesentlich größer sein kann als der ohmsche Anteil allein.
Z-Spannung und Z-Widerstand werden bei einem Z-Strom I_Z gemessen, der im erlaubten Arbeitsbereich liegt und diese wesentlichen Werte der Z-Diode erkennen läßt. Der dynamische Widerstand ist eine Funktion der jeweiligen Durchbruchspannung, die von der Dotierung des Siliziums abhängt. Der Verlauf von r_Z hat bei etwa 7 V Z-Spannungen ein Minimum und steigt sowohl bei kleinerer als auch bei größerer Z-Spannung an.

Speicher- und Sperrschichtvaraktoren

Speichervaraktoren unterscheiden sich von den seit Jahren bekannten Sperrschichtvaraktoren sowohl in ihrem physikalischen Aufbau als auch im Schwerpunkt ihres Einsatzbereiches.
Beim Sperrschichtvaraktor wird eine stetige Kapazitätsvariation durch eine im Sperrbereich der Diode veränderliche Vorspannung erzeugt. Die durch festeingebaute Störstellenatome genau festliegende Kapazitätscharakteristik eignet sich besonders zur Modulation und Abstimmung.

Beim Speichervaraktor tritt die kapazitive Änderung der Diodenimpedanz in Flußrichtung der Diode fast abrupt bei einsetzender Minoritätsträgerinjektion auf. Der Stromspannungsverlauf als Funktion der Zeit wird bei Übersteuerung in den Durchlaßbereich in hohem Grade nichtlinear. Der Speichervaraktor eignet sich deshalb besonders zur Frequenzvervielfachung. Die Speicherung der Ladungsträger beginnt mit einer Halbwelle des Grundwellengenerators, die den Speichervaraktor in Flußrichtung aussteuert. Der Speicherraum wird von Ladungsträgern beiderlei Vorzeichens überschwemmt. In der darauffolgenden Halbperiode ändert der Strom seine Polarität, der Rückfluß der Ladungsträger setzt ein. Wenn die Speicherzone von den Ladungsträgern geräumt ist, verliert die Diode ihre Leitfähigkeit und schaltet abrupt den Strom ab. Die Sperrspannung der Diode muß so hoch sein, daß die EMK des Stromgenerators von der Diode aufgefangen werden kann.

Die wesentliche Ladungsträgerbewegung findet beim Speichervaraktor unter starker Trägermodulation der Basiszone statt. Die Angabe der Grenzfrequenz in Form des Sperrschicht-RC-Gliedes bei verschiedenen Vorspannungen entfällt deswegen beim Speichervaraktor. Im gesperrten Zustand der Diode liegt diese RC-Grenzfrequenz zwischen 5 GHz und 500 GHz und ist mindestens um eine Größenordnung höher als der empfohlene Betriebsfrequenzbereich. Als Serienwiderstände R_S spielen nur die Kontakt- und Leitungswiderstände eine Rolle. Da diese je nach Type zwischen 0,2 und 0,5 Ω liegen, sind reaktive Anpassungen bis ca. 5 Ω herunter praktisch verlustlos. Der Speichervaraktor besitzt dagegen als Laufzeitglied charakteristische Grenzfrequenzen, die seinen Frequenzbereich nach oben und unten einschränken. Einerseits treten bei tiefen Frequenzen Rekombinationsverluste der Träger in der Schicht auf, andererseits besitzt die Speicherzone charakteristische Transitzeiten t_t für die Ladungsträger, die bei hohen Frequenzen in die Phasenbeziehungen eingreifen. Beide Grenzfälle sind aussteuerungsabhängig. Deshalb werden in der Typentabelle Richtwerte über Betriebsfrequenz, Eingangsleistung und Umsetzerverlust angegeben.

Die angegebene Speicherzeit steht im Zusammenhang mit der Transitzeit. Sie ist aussteuerungsabhängig so festgelegt worden, daß sie mit den heutigen Mitteln der Oszillographentechnik noch meßbar ist. Das Verhältnis der Speicherzeiten t_S bei den einzelnen Typen entspricht der Schnelligkeit der Dioden. Der Absolutwert der Speicherzeit kann durch Variation der Aussteuerbedingungen um Größenordnungen verkleinert werden, so daß er sich im Betriebsfall in die Periode des Grundwellenstromes einfügt.

Ein Speichervaraktor kann sich während der Ausräumphase als Snap-Off-Diode verhalten. Im allgemeinen nähert sich sein Abschaltverhalten immer mehr dem einer Snap-Off-Diode, je höher die Vervielfachungszahl ist, für die er entwickelt wurde. Hingegen muß z.B. ein Speichervaraktor zur Frequenzvervielfachung von 100 auf 200 MHz kein Snap-Off-Verhalten zeigen.

Der Speichervaraktor ist ein typisches Bauelement mit niedriger Impedanz und wird im allgemeinen mit Stromeinprägung angesteuert. Die Anpassungs- und Transformationseigenschaften des Außenkreises der Diode sind von ausschlaggebender Bedeutung. Um bei höheren Leistungen ein zu niedriges Impedanzniveau zu vermeiden, ist die Serienschaltung von Speichervaraktoren oft von Vorteil. Die beiden Bauformen mit und ohne Gewindestift lassen eine Serienschaltung von Dioden ohne zu große Leitungslängen leicht zu.

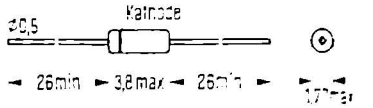
Trägerlebensdauer und Diffusionsspannung sind temperaturabhängig und beeinflussen das Verhalten des Speichervaraktors. Die Trägerlebensdauer spielt nur an der unteren Grenzfrequenz eine wichtige Rolle. Beide Effekte können durch eine temperaturabhängige Vorspannungserzeugung im Gleichstromkreis der Diode kompensiert werden. Auch bei Verzicht auf fremdgeregelte Arbeitspunkteinstellung kann bei passender Wahl des Gleichstromwiderstandes und bei starker Übersteuerung der Diode eine ausreichende Temperaturstabilisierung erreicht werden.

Mit der in jüngster Zeit durch eine verfeinerte Technologie hergestellten eng tolerierten Speichervaraktoren steht eine hochfrequente Energiequelle zur Verfügung, die in leistungsstarken und breitbandig abstimmbaren Vervielfacherketten in Zukunft zahlreiche Anwendungen finden wird.

Silizium-Planar-Logik-Diode

BAW 76 ist eine Silizium-Planar-Diode in „Double-Heat-Sink"-Technik im Glasgehäuse 56 A2 DIN 41883 (DO–35). Die Kathode ist durch einen blauen Farbring gekennzeichnet. BAW 76 eignet sich besonders zum Einsatz als schnelle Schaltdiode in Rechenmaschinen, sowie für allgemeine Schaltanwendungen. Ihre geringe Kapazität und kleine Streuung der elektrischen Daten bieten hohe Zuverlässigkeit. BAW 76 gilt als Nachfolgetyp für BAY 63 und ist ähnlich der Diode 1 N 4151.

Typ	Bestellnummer
BAW 76	Q62702–A397



Gewicht etwa 0,18 g — Maße in mm

Der Typ BAW 76 kann durch Aufstempelung im Klartext oder auch durch Farbringe (rot, blau, violett, blau) gekennzeichnet werden.

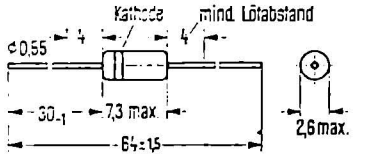
Grenzdaten bei T_U = 25 °C		BAW 76	
Sperrspannung	U_R	75	V
Richtstrom (t_{av} < 50 ms)	I_O	150	mA
Durchlaßstrom	I_F	300	mA
Spitzenstrom	i_{FM}	500	mA
Stoßstrom (t< 1 µs)	i_{FS}	2	A
Sperrschichttemperatur	T_j	200	°C
Umgebungstemperatur	T_U	−65 bis +200	°C
Verlustleistung (T_U = 25 °C)	P_{tot}	500	mW
Statische Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Durchlaßspannung (I_F = 100 mA)	U_F	≦ 1,0*	V
Sperrstrom (U_R = 75 V)	I_R	≦ 5	µA
Sperrstrom (U_R = 50 V)	I_R	≦ 0,1*	µA
Sperrstrom (U_R = 50 V; T_U = 150 °C)	I_R	≦ 100	µA
Dynamische Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Kapazität (U_R = 0 V)	C_O	≦ 2	pF
Schaltzeit (I_F = I_R = 10 mA; Erholung auf 1 mA)	t_{rr}	≦ 4	ns
Schaltzeit (I_F = 10 mA; U_R = 6 V; R_L = 100 Ω Erholung auf 1 mA)	t_{rr}	≦ 2	ns

* AQL = 0,65%

Silizium-Universaldioden

Die Silizium-Dioden BAY 44, BAY 45 und BAY 46 im Glasgehäuse 51 A2 DIN 41880 (DO–7), eignen sich für den universellen Einsatz in Geräten mit hohen Betriebstemperaturen und räumlich engem Aufbau. Die Kathodenseite ist durch einen Farbring gekennzeichnet.

Typ	Bestellnummer
BAY 44	Q60201–Y44
BAY 45	Q60201–Y45
BAY 46	Q60201–Y46



Gewicht etwa 0,2 g — Maße in mm

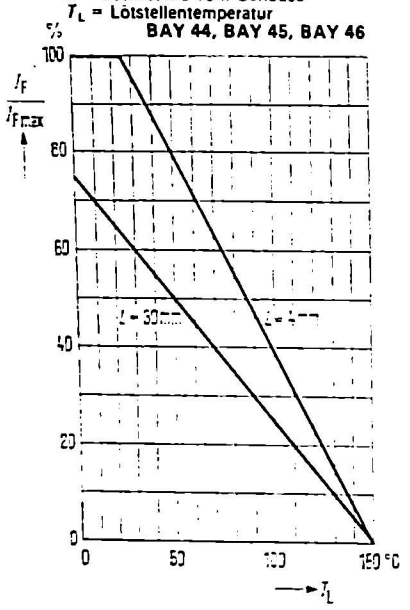
Grenzdaten (T_U = 25 °C)		BAY 44	BAY 45	BAY 46	
Sperrspannung	U_R		150	300	V
Spitzensperrspannung	u_{RM}	50	150	300	V
Durchlaßstrom (L = 4 mm; siehe Diagramm)	I_F		250		mA
Spitzenstrom (t = 10 µs; siehe Diagramm)	i_{FM}		30		A
Sperrschichttemperatur	T_j		150		°C
Umgebungstemperatur	T_U		−55 bis +125		°C
Verlustleistung (T_U = 25 °C; L = 4 mm)	P_{tot}		250		mW
Wärmewiderstand (L = 4 mm)[2]	R_{thJU}		< 380		K/W

Statische Kenndaten					
Durchlaßspannung (I_F = 100 mA; T_U = 25 °C)	U_F		0,97 (< 1,1)*		V
Durchlaßspannung (I_F = 100 mA; T_U = 100 °C)	U_F		0,90		V
Sperrstrom (U_R = U_{RM}; T_U = 25 °C)	I_R		0,02 (< 0,2)*		µA
Sperrstrom (U_R = U_{RM}; T_U = 100 °C)	I_R		0,4 (< 10)		µA

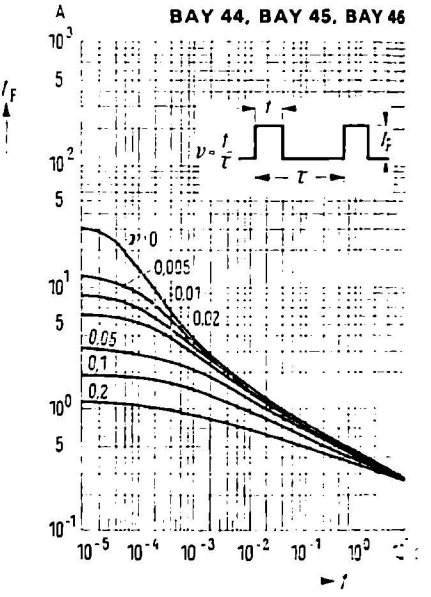
Dynamische Kenndaten					
Kapazität (U_R = 0 V; f = 1 MHz)	C_0		7		pF
Kapazität (U_R = 5 V; f = 1 MHz)	C_5		2,5		pF
Schaltzeiten beim Umschalten von I_F = 5 mA auf I_R = 2 mA[1]			4,5		µs
Spannungsrichtverhältnis (U_{eff} = 5 V; f = MHz; R_L = 10 kΩ; C_L = 10 nF)	η_U		65		%

[1]) gemessen mit Tektronix, Einschub S
[2]) Dieser Wert gilt bei einem 4-mm-Lötabstand vom Gehäuse
* AQL = 0,65%

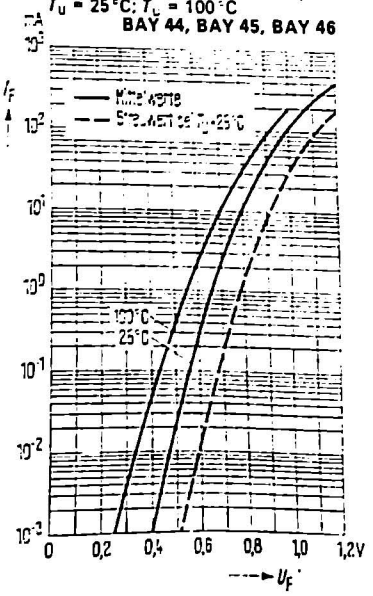
Max. zulässiger Durchlaßstrom
$I_F/I_{F\,max} = f(T_L)$
L = Lotabstand vom Gehäuse
T_L = Lötstellentemperatur
BAY 44, BAY 45, BAY 46



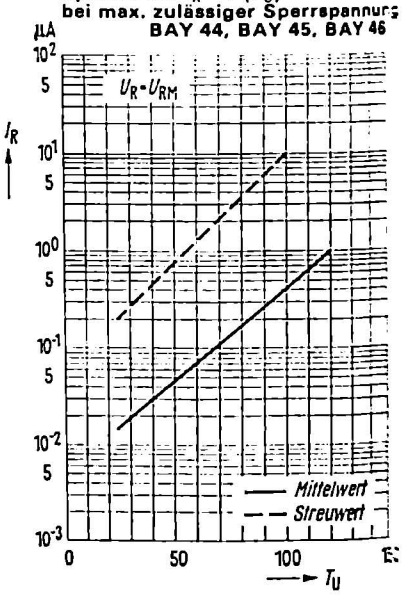
Zulässige Impulsbelastbarkeit
$I_F = f(t)$; ν = Parameter; T_U = 25 °C
BAY 44, BAY 45, BAY 46



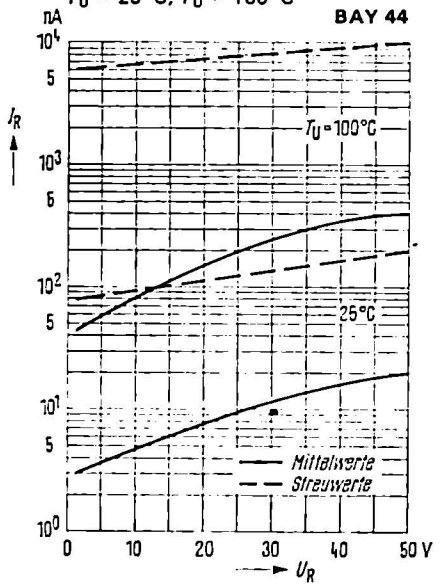
Durchlaßkennlinien $I_F = f(U_F)$
T_U = 25 °C; T_L = 100 °C
BAY 44, BAY 45, BAY 46



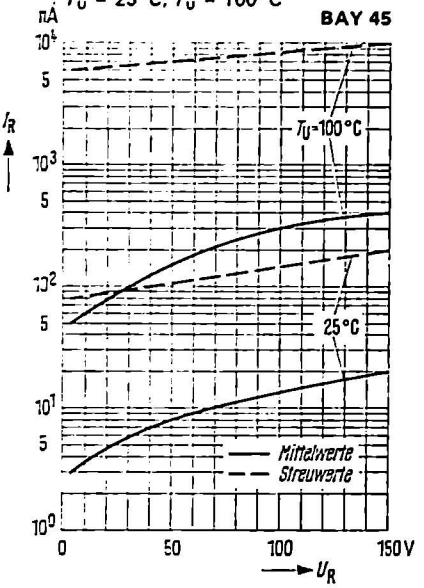
Sperrstrom $I_R = f(T_U)$
bei max. zulässiger Sperrspannung
BAY 44, BAY 45, BAY 46



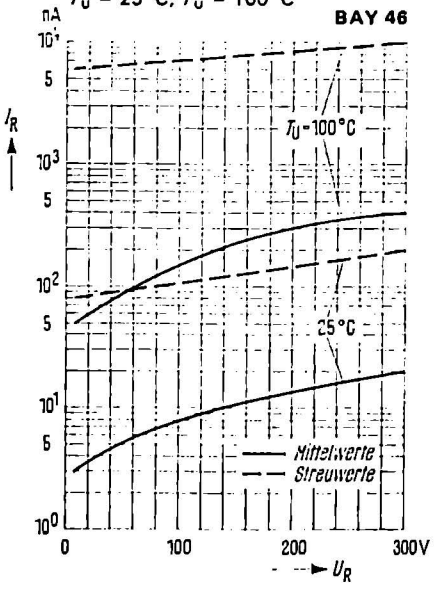
Sperrkennlinien $I_R = f(U_R)$
$T_U = 25\,°C$; $T_U = 100\,°C$



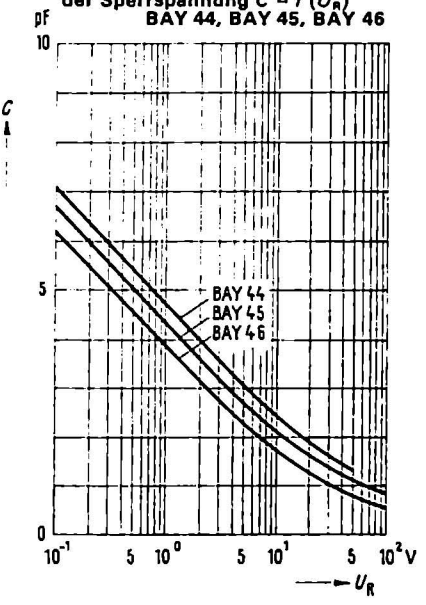
Sperrkennlinien $I_R = f(U_R)$
$T_U = 25\,°C$; $T_U = 100\,°C$



Sperrkennlinien $I_R = f(U_R)$
$T_U = 25\,°C$; $T_U = 100\,°C$

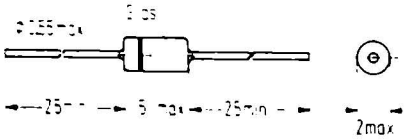


Dioden-Kapazität als Funktion der Sperrspannung $C = f(U_R)$
BAY 44, BAY 45, BAY 46



Silizium Z-Diode für 500 mW

BZX 97 ist eine epitaktische Silizium-Planar-Z-Diode im Gehäuse 56 A2 DIN 41883 (DO-35). Sie dient zur Stabilisierung und Begrenzung von Spannungen, sowie zur Erzeugung von Vergleichsspannungen bei kleinem Leistungsbedarf.
Durch die moderne Technologie wird ein besonders scharfer Abbruch der Sperrkennlinie, ein niedriges Rauschen und ausgezeichnete zeitliche Stabilitat der elektrischen Daten gesichert. Die Kathodenseite wird durch einen Farbring gekennzeichnet.
Diese Dioden sind besonders für professionelle Anwendungen geeignet, (engere Toleranzen auf Anfrage).



Gewicht etwa 0,5 g Maße in mm

Typ	Bestellnummer
BZX 97 C0V8	Q62702-Z1385
BZX 97 C2V4	Q62702-Z1273
BZX 97 C2V7	Q62702-Z1221
BZX 97 C3V0	Q62702-Z1222
BZX 97 C3V3	Q62702-Z1223
BZX 97 C3V6	Q62702-Z1224
BZX 97 C3V9	Q62702-Z1225
BZX 97 C4V3	Q62702-Z1226
BZX 97 C4V7	Q62792-Z1227
BZX 97 C5V1	Q62702-Z1228
BZX 97 C5V6	Q62702-Z1229
BZX 97 C6V2	Q62702-Z1230
BZX 97 C6V8	Q62702-Z1231
BZX 97 C7V5	Q62702-Z1232

Typ	Bestellnummer
BZX 97 C8V2	Q62702-Z1233
BZX 97 C9V1	Q62702-Z1234
BZX 97 C10	Q62702-Z1235
BZX 97 C11	Q62702-Z1236
BZX 97 C12	Q62702-Z1237
BZX 97 C13	Q62702-Z1238
BZX 97 C15	Q62702-Z1239
BZX 97 C16	Q62702-Z1240
BZX 97 C18	Q62702-Z1241
BZX 97 C20	Q62702-Z1242
BZX 97 C22	Q62702-Z1243
BZX 97 C24	Q62702-Z1244
BZX 97 C27	Q62702-Z1245
BZX 97 C30	Q62702-Z1246
BZX 97 C33	Q62702-Z1247

Grenzdaten bei $T_U = 25\,°C$

	BZX 97	
Lagertemperatur	T_S	−65 bis +175	°C
Sperrschichttemperatur	T_J	−65 bis +175	°C
Maximale Verlustleistung	P_{tot}	500	mW

Wärmewiderstand

Sperrschicht – Luft	R_{thJU} [1])	≦ 300	K/W

[1]) Anschlußdrähte in 4 mm Abstand vom Gehäuse auf 25 °C gehalten.

Fertigungsübersicht

bei T_U = 25 °C

Typ	Nenn-spannung	Durchbruch-spannungs-bereich	dyn. Widerstand f = 1000 Hz		Sperrstrom	
	U_Z (V) [1]	I_Z = 5 mA U_Z (V)	I_Z = 5 mA r_Z (Ω)	I_Z = 1 mA r_Z (Ω)	I_R (nA)	bei U_R (V)
BZX 97/C0V8[2])	0,78	0,73 bis 0,83	< 8	—	—	—
BZX 97/C2V4	2,4	2,28 bis 2,56	< 85	< 600	< 10000	1
BZX 97/C2V7	2,7	2,5 bis 2,9	< 85	< 600	< 10000	1
BZX 97/C3V0	3,0	2,8 bis 3,2	< 85	< 600	< 4000	1
BZX 97/C3V3	3,3	3,1 bis 3,5	< 85	< 600	< 2000	1
BZX 97/C3V6	3,6	3,4 bis 3,8	< 85	< 600	< 2000	1
BZX 97/C3V9	3,9	3,7 bis 4,1	< 85	< 600	< 2000	1
BZX 97/C4V3	4,3	4,0 bis 4,6	< 75	< 600	< 1000	1
BZX 97/C4V7	4,7	4,4 bis 5,0	< 60	< 600	100 < 500	1
BZX 97/C5V1	5,1	4,8 bis 5,4	< 35	< 550	10 < 100	1
BZX 97/C5V6	5,6	5,2 bis 6,0	< 25	< 450	10 < 100	1
BdX 97/C6V2	6,2	5,8 bis 6,6	< 10	< 200	10 < 100	2
BZX 97/C6V8	6,8	6,4 bis 7,2	< 8	< 150	10 < 100	3
BZX 97/C7V5	7,5	7,0 bis 7,9	< 7	< 50	10 < 100	5
BZX 97/C8V2	8,2	7,7 bis 8,7	< 7	< 50	10 < 100	6
BZX 97/C9V1	9,1	8,5 bis 9,6	< 10	< 50	10 < 100	7
BZX 97/C10	10	9,4 bis 10,6	< 15	< 70	10 < 100	7,5
BZX 97/C11	11	10,4 bis 11,6	< 20	< 70	10 < 100	8,5
BZX 97/C12	12	11,4 bis 12,7	< 20	< 90	10 < 100	9
BZX 97/C13	13	12,4 bis 14,1	< 26	< 110	10 < 100	10
BZX 97/C15	15	13,8 bis 15,6	< 30	< 110	10 < 100	11
BZX 97/C16	16	15,3 bis 17,1	< 40	< 170	10 < 100	12
BZX 97/C18	18	16,8 bis 19,1	< 50	< 170	10 < 100	14
BZX 97/C20	20	18,8 bis 21,2	< 55	< 220	10 < 100	15
BZX 97/C22	22	20,8 bis 23,3	< 55	< 220	10 < 100	17
BZX 97/C24	24	22,8 bis 25,6	< 80	< 220	10 < 100	18
BZX 97/C27	27	25,1 bis 28,9	< 80	< 220	10 < 100	20
BZX 97/C30	30	28 bis 32	< 80	< 220	10 < 100	22
BZX 97/C33	33	31 bis 35	< 80	< 220	10 < 100	24

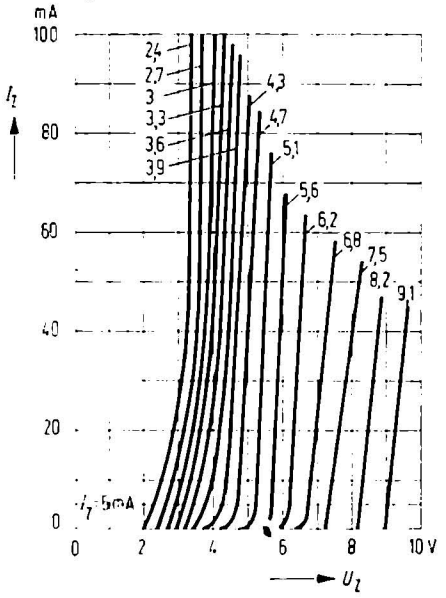
[1]) Impulsweise gemessen $t_p \lesssim 100$ ms
[2]) Diese Diode ist in Durchlaßrichtung zu betreiben. Die Anode ist mit einem Farbring gekennzeichnet.

Fertigungsübersicht

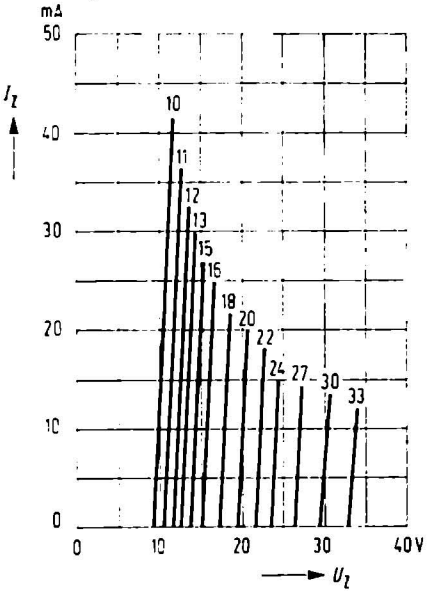
bei T_U = 25 °C, L = 4 mm

Typ	Z-Strom T_U = 50°C	T_K der U_Z T_K (10^{-4}/°C		Durchlaß-spannung bei I_F = 100 mA	Sperrstrom bei T_U = 150°C	
	I_{Z-ss} (mA)	min	max	U_F (V)	I_R (µA) bei	U_R (V)
BZX 97/C0V8	—	−8	−6	—	—	—
BZX 97/C2V4	< 155	−8	−6	< 1,0	< 100	1
BZX 97/C2V7	< 135	−8	−6	< 1,0	< 50	1
BZX 97/C3V0	< 125	−8	−6	< 1,0	< 40	1
BZX 97/C3V3	< 115	−8	−5	< 1,0	< 40	1
BZX 97/C3V6	< 105	−8	−4	< 1,0	< 40	1
BZX 97/C3V9	< 95	−7	−3	< 1,0	< 40	1
BZX 97/C4V3	< 90	−4	−1	< 1,0	< 20	1
BZX 97/C4V7	< 85	−3	+1	< 1 0	< 10	1
BZX 97/C5V1	< 80	−2	+5	< 1,0	< 2	1
BZX 97/C5V6	< 70	−1	+6	< 1,0	< 2	1
BZX 97/C6V2	< 64	0	+7	< 1,0	< 2	2
BZX 97/C6V8	< 58	+1	+8	< 1,0	< 2	3
BZX 97/C7V5	< 53	+1	+9	< 1,0	< 2	5
BZX 97/C8V2	< 47	+1	+9	< 1,0	< 2	6
BZX 97/C9V1	< 43	+2	+10	< 1,0	< 2	7
BZX 97/C10	< 40	+3	+11	< 1,0	< 2	7,5
BZX 97/C11	< 36	+3	+11	< 1,0	< 2	8,5
BZX 97/C12	< 32	+3	+11	< 1,0	< 2	9
BZX 97/C13	< 29	+3	+11	< 1,0	< 2	10
BZX 97/C15	< 27	+3	+11	< 1,0	< 2	11
BZX 97/C16	< 24	+3	+11	< 1,0	< 2	12
BZX 97/C18	< 21	+3	+11	< 1,0	< 2	14
BZX 97/C20	< 20	+3	+11	< 1,0	< 2	15
BZX 97/C22	< 18	+3	+11	< 1,0	< 2	17
BZX 97/C24	< 16	+4	+12	< 1,0	< 2	18
BZX 97/C27	< 14	+4	+12	< 1,0	< 2	20
BZX 97/C30	< 13	+4	+12	< 1,0	< 2	22
BZX 97/C33	< 12	+4	+12	< 1,0	< 2	24

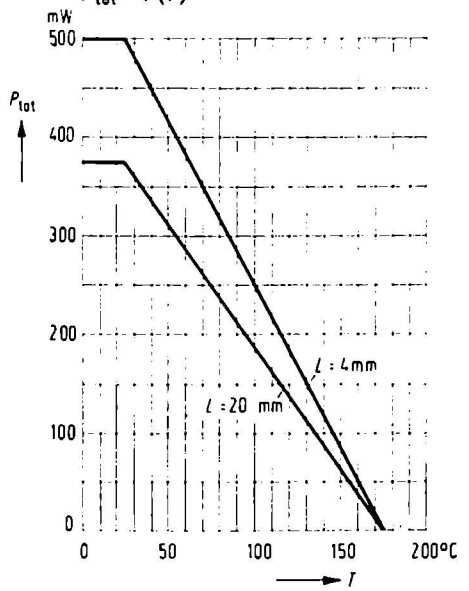
Kennlinien im Z-Bereich $I_Z = f(U_Z)$
T_U = 25 °C



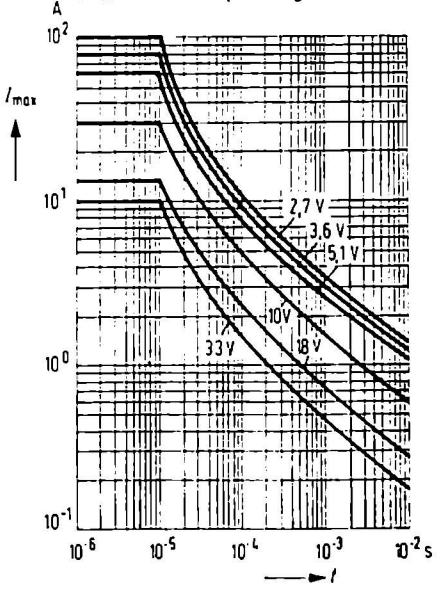
Kennlinien im Z-Bereich $I_Z = f(U_Z)$
T_U = 25 °C



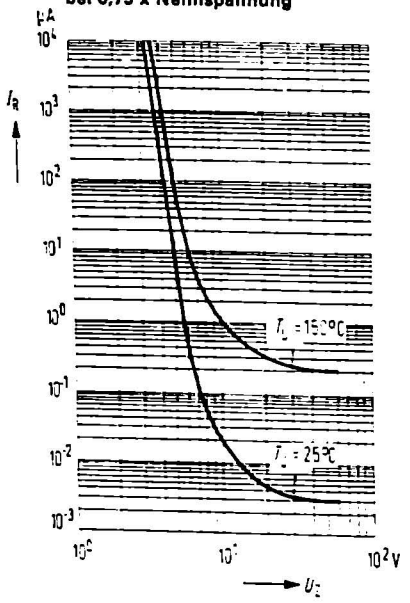
Zulässige Gesamtverlustleistung
$P_{tot} = f(T)$



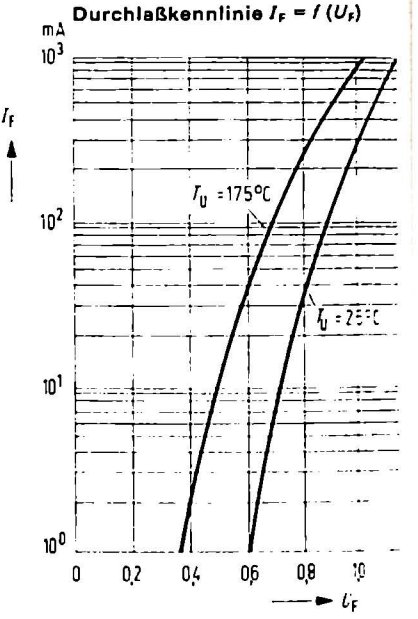
Impulsbelastbarkeit $I_{max} = f(t)$
(abhängig von der Impulslänge)
Parameter = Z-Spannung



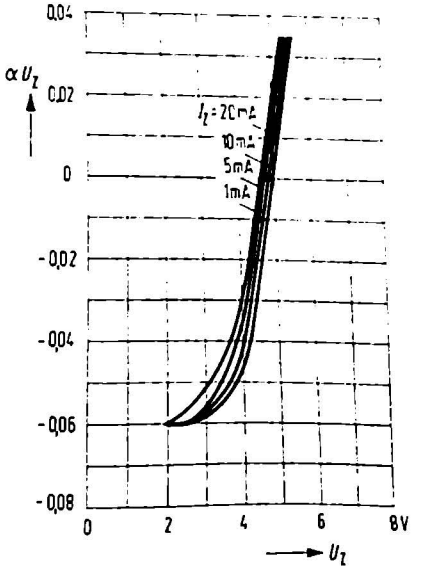
Sperrstrom $I_R = f(U_Z)$
bei 0,75 x Nennspannung



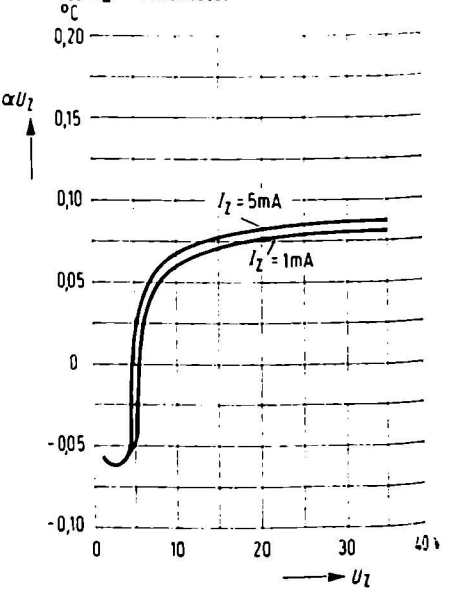
Durchlaßkennlinie $I_F = f(U_F)$



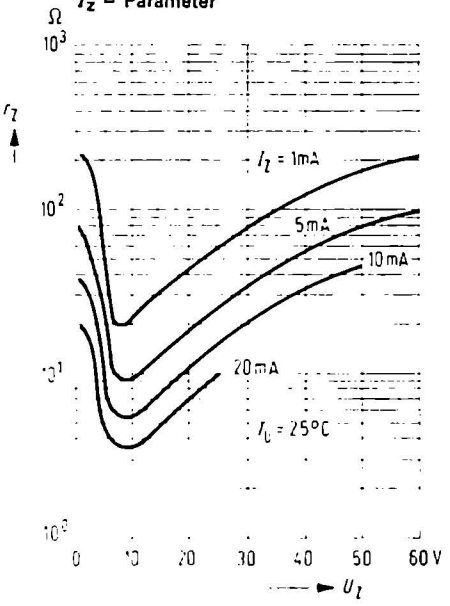
Temperaturkoeffizient $\alpha U_Z = f(U_Z)$
I_Z = Parameter



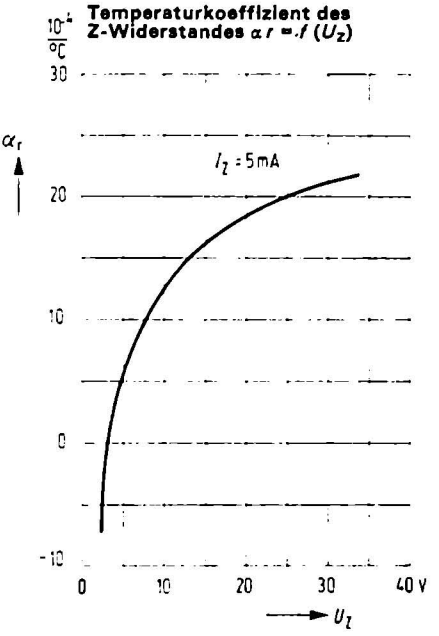
Temperaturkoeffizient $\alpha U_Z = f(U_Z)$
I_Z = Parameter



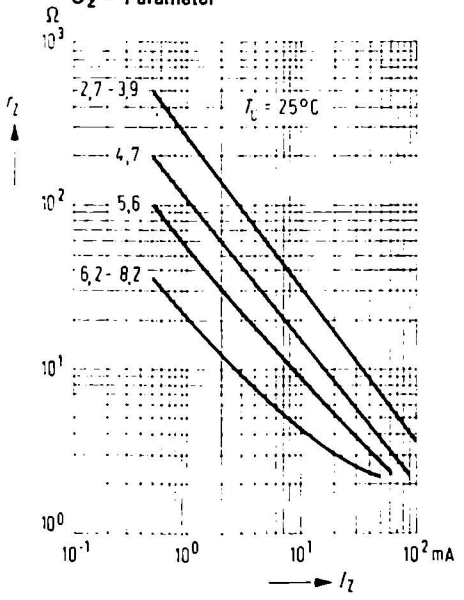
Dynamischer Z-Widerstand $r_z = f(U_z)$
I_z = Parameter



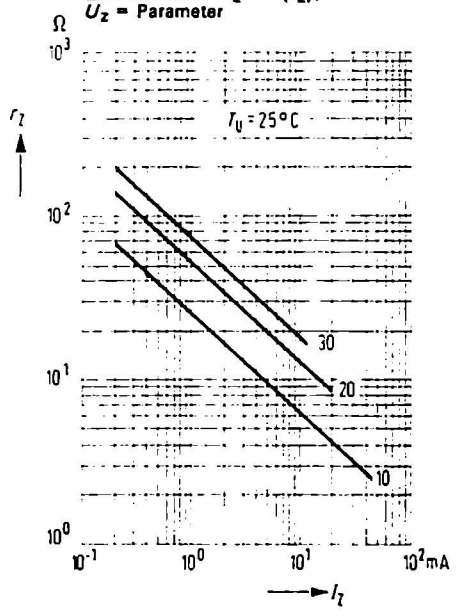
Temperaturkoeffizient des Z-Widerstandes $\alpha r = f(U_z)$



Mittlerer dynamischer Z-Widerstand $r_z = f(I_z)$; U_z = Parameter



Mittlerer dynamischer Z-Widerstand $r_z = f(I_z)$; U_z = Parameter



2.4. Typenübersicht Hallgeneratoren

Axialfeldsonden

Typ	Steuerstrom-nennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)[1]	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und B = 1 T U_{20} (mV)	Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf B = 1 T K_{BO} (V/AT)	Anwendung
SBV 552	100	1	≧ 50	≧ 0,5	Messung von Axialfeldern in Bohrungen
RHY 10	100	1	≧ 70	≧ 0,7	
RHY 11	150	1	≧ 105	≧ 0,7	

Signalsonden für Steuer- und Regelaufgaben

Typ	Steuerstrom-nennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)[1]	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und B = 1 T U_{20} (mV)	Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf B = 0,5 T K_{BO} (V/AT)	Anwendung
SBV 570	25	0,2	≧ 250	–	Signalsonden hoher und mittlerer Empfindlichkeit
SV 110/II	15	1	≧ 1000	ca. 100	
SV 110/III	25	1	≧ 800	ca. 50	
SV 130/I	35	1	≧ 1700	ca. 100	
SV 130/II	50	1	≧ 1300	ca. 50	
SV 130/III	80	1	≧ 1000	ca. 25	
SV 200/I	35	1	≧ 100	≧ 3	
SV 200/II	30	1	≧ 150	≧ 6	
SV 200/III	25	1	≧ 200	≧ 10	
SV 210	60	1	≧ 300	≧ 6	
SV 230 S	100	1	≧ 650	≧ 6,50	

Magnetogrammsonden und Ferrit-Hallgeneratoren zur kontaktlosen Signalgabe

Typ	Steuerstrom-nennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)[1]	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} U_{20} (mV)	Anwendung
SBV 566	35	[2]	≧ 400	Kontaktloser Signalgeber
RHY 15	50	[4]	≧ 120	Kontaktloser Signalgeber
RHY 15 R[3]	50	[4]	≧ 120	Kontaktloser Signalgeber
RHY 20	50	[4]	≧ 120	Magnetogrammabfragekopf
KSM 2	50	[4]	≧ 120	Kontaktloser Signalgeber

[1]) T = Tesla = 10^4 Gauss
[2]) Bei einem Stegfluß von $2 \cdot 10^{-7}$ Wb (Wb = Weber)
[3]) Remanenzverhalten, Remanenzhallspannung ≧ 40 mV
[4]) Bei einem Sondenfluß von $2 \cdot 10^{-7}$ Wb (Wb = Weber)

Hallfeldsonden

Typ	Steuerstrom nennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und $B = 1$ T U_{20} (mV)	Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf $B = 1$ T K_{BO} (V/AT)	Abschlußwiderstand für lineare Anpassung R_{LL} (Ω)
FA 22 e	150	1	≧ 120	≧ 0,8	ca. 8
FA 24	400	1	≧ 300	≧ 0,75	ca. 7
EA 218	100	1	≧ 85	≧ 0,85	ca. 5 bis 20
SBV 525	100	1	≧ 97	≧ 0,97	ca. 3 bis 20
RHY 19	80	1	≧ 120	≧ 1,5	≧ 100
TC 21	150	1	≧ 90	≧ 0,6	ca. 6

Hallfeldsonde für hochgenaue Feldmessungen

Typ	Steuerstrom nennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und $B = 1$ T U_{20} (mV)	Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf $B = 1$ T K_{BO} (V/AT)	Abschlußwiderstand für lineare Anpassung R_{LL} (Ω)
FC 32	100	1	≧ 130	1,3	ca. 13
FC 33	100	1	≧ 145	1,45	ca. 15
FC 34	200	1	≧ 290	1,45	ca. 25
SBV 579	100	–	≧ 110	≧ 1,1	ca. 250
SBV 595	10	1	≧ 250	≧ 30	∞

Hallmultiplikatoren und Hallmodulatoren

Typ	Steuerstromnennwert I_{1n} (mA)	Steuerfelderregung I_F N (AW)	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} U_{20} (mV)	Abschlußwiderstand für lineare Anpassung R_{LL} (Ω)	Anwendung
MB 26/EI 38	400	70	≧ 160	ca. 12	Hallmultiplikator in MU-Metall-Kern
RMY 10	500	70	≧ 200	ca. 25	Hallmultiplikator in Ferrit-Topfkern

Hallfeldsonden für Tieftemperaturen (–269 °C bis +80 °C)

Typ	Steuerstromnennwert I_{1n} (mA)	Steuerfeld B (T)	Leerlaufhallspannung bei I_{1n} und $B = 1$ T U_{20} (mV)	Leerlaufempfindlichkeit bezogen auf $B = 0{,}5$ T K_{BO} (V/AT)	Anwendung
RHY 17	60	1	≧ 300	6)	Feldsonde für Magnetfeldmessung
RHY 18	35	1	≧ 150	6)	Axialfeldsonde f. Magnetfeldmessung
RHY 18 S 1	10	1	≧ 25	3)	Axialfeldsonde f. bes. kleine Bohrungen

2.5. Erläuterungen zu Hallgeneratoren

Hallgeneratoren sind Bauelemente der Elektrotechnik, die auf der technischen Ausnutzung des Halleffektes beruhen. Als Halleffekt wird folgende Erscheinung (vgl. Bild 1) bezeichnet.

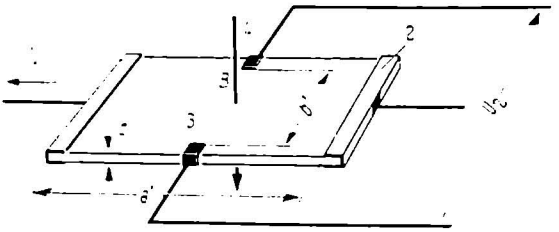


Bild 1:
Prinzipieller Aufbau eines Hallgenerators (Pfeilrichtungen für N-Halbleiter)

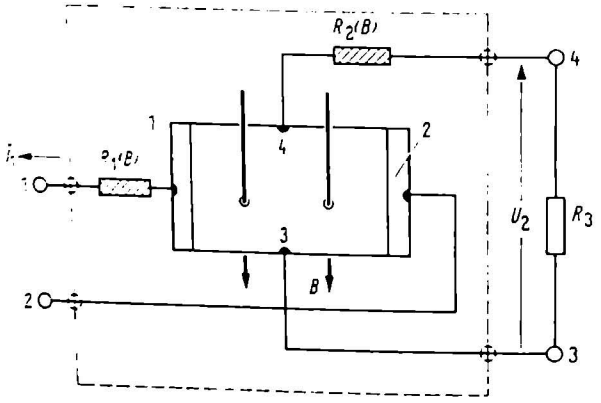


Bild 2:
Ersatzschaltung des Hallgenerators (Pfeilrichtungen für N-Halbleiter)

Ein langgestrecktes Plättchen aus geeignetem Material von der Dicke d wird in der Längsrichtung von einem Strom i_1 (Steuerstrom) durchflossen und senkrecht zur Fläche von einem Magnetfeld B (Steuerfeld) durchsetzt. Bei gleichzeitiger Einwirkung dieser beiden Steuergrößen entsteht zwischen den Punkten 3 und 4 eine Potentialdifferenz (Leerlaufhallspannung U_{20}), deren Größe gegeben ist durch

$$u_{20} = \frac{R_h}{d} \cdot i \cdot B$$

Die Formel zeigt das für die Anwendung wesentlichste Merkmal des Halleffektes, nämlich die Darstellung des Produktes zweier elektrischer Größen (Strom und magnetische Induktion) wieder als elektrische Größe.

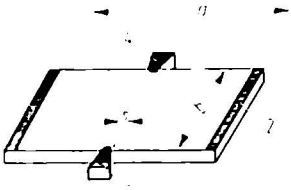
R_h ist eine Materialkonstante (Hallkonstante).

Aufbau der Hallgeneratoren

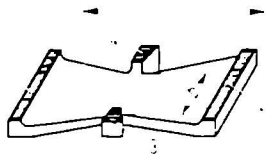
Das Hall-Plättchen mit seinen metallisch leitenden Elektroden und den Zuführungsdrähten wird „elektrisches System" des Hallgenerators genannt. Die Elektroden 1 und 2 sind für die Zuführung des Steuerstromes, die Elektroden 3 und 4 zur Abnahme der Hallspannung ausgebildet. Die wirksame Fläche des Hallgenerators wird gebildet aus der Länge a' und der Breite b' (vgl. Bild 1).
Für die Herstellung der Halbleiterschicht finden folgende Technologien Anwendung:

1. Kristallines Hallplättchen:
   Halbleiterkörper wird aus erschmolzenen Halbleiterstäben durch Sägen, Schleifen und Ätzen gewonnen; Dicken 5 bis 100 µm. Trägerplatte und Halbleiterschicht sind mit einer 1 bis 2 µm dicken Epoxidharzschicht verbunden.
2. Aufgedampftes Hallplättchen:
   Halbleiterschicht ist auf das Trägerplättchen aufgedampft; Dicke 2 bis 3 µm. Besonders geeignet für Anwendungen bei extrem tiefen und hohen Temperaturen.
3. Epitaxiertes Hallplättchen:
   Aus der Gasphase auf semiisolierendes GaAs epitaxierte GaAs-Schicht; Dicke ca. 10 µm. Wegen hoher Stabilität und kleinem Temperaturkoeffizienten β besonders für Präzisionsmessungen geeignet.

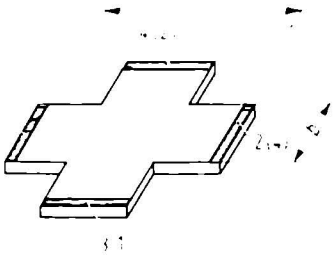
Die Hallplättchenformen sind:



Rechteckige Form:
$R_{LL}/R_{20} \approx 3$
Hohe Halleistung
(R_{LL} Abschlußwiderstand für lineare Anpassung)



Schmetterlingsform:
Hohe Flußempfindlichkeit $K\Phi_0$ bei
Bündelung des Flusses auf die Mittelfläche $\frac{a}{2} \cdot b$



Kreuzform:
Symmetrisch; Steuer und Hallelektroden vertauschbar; hohe Induktionsempfindlichkeit
$b = s$; $R_{LL}/R_{20} > 10$

1, 2 Steuerelektroden
3, 4 Hallelektroden
a Länge in Steuerstromrichtung
b effektive Breite des Hallplättchens
s Hallelektrodenbreite

Zum Schutze gegen mechanische Beanspruchungen ist das elektrische System von einem Mantel umgeben. Die meisten Anwendungen erfordern eine möglichst geringe Zungendicke d des Hallgenerators. Es wurde daher ein Kompromiß zwischen mechanischer Festigkeit und optimaler Einsatzmöglichkeit geschlossen. Dies ist durch entsprechend vorsichtige Handhabung des Bauelementes zu berücksichtigen.
Der Mantel besteht normalerweise aus Sinterkeramik und Gießharz. Stört bei der Anordnung solcher Elemente in einem magnetischen Kreis der unvermeidliche Luftspalt, so stehen für solche Anwendungen Hallgeneratoren mit einem ferromagnetischen Mantelmaterial zur Verfügung (Ferrit-Hallgenerator). Damit kann erreicht werden, daß der effektive Luftspalt annähernd gleich der Schichtdicke des Halbleiterplättchens wird. Ferrit-Hallgeneratoren eignen sich nicht zur Magnetfeldmessung.

2.6. Typenübersicht Feldplatten

„Eisen"-Feldplatten (mit dem Buchstaben „E" gekennzeichnet) können aufgrund ihres magnetischen Verhaltens nur fest in einem magnetischen Kreis eingebaut werden. Das weichmagnetische Trägermaterial ermöglicht eine Verringerung des magnetisch wirksamen Luftspaltes auf die Dicke der aktiven Halbleiterschicht (ca. 0,1 mm). Die Isolierspannung zwischen Halbleiter und Träger beträgt mindestens 100 V.

Anwendung: Zum kontakt- und berührungslosen „Schalten" u.a. in Tastern, Schaltern, Relais.

Typ „E"	Grundwiderstand bei T_U = 25 °C (Toleranz ± 20%)	Relative Widerstandsänderung bei T_U = 25°C und Induktion B = (in Tesla)		Temperaturkoeffizient bei T_U = 25 °C und Induktion B = (in Tesla)			Thermischer Leitwert (einseitig auf Metallfläche liegend)
		± 0,3 T	± 1 T	OT	± 0,3 T	± 1 T	
	R_0 (Ω)	R_B/R_0 (Faktor)		T_{K25} (%/°C)			G_{thG} (mW/K)
FP 17 D 500 E	500	3	15	−1,8	−2,7	−2,9	15
FP 30 D 250 E	250	(> 2,8)	(> 12)				10
FP 17 L 200 E	200						15
FP 30 L 50 E	50	1,85	8,5	−0,16	−0,38	−0,54	6
FP 30 L 100 E	100	(> 1,7)	(> 7)				10
FP 30 N 60 E	60	1,6 (> 1,4)	6 (> 5)	+0,02	−0,13	−0,25	10

„Kunststoff"-Feldplatten (mit dem Buchstaben „J" gekennzeichnet) können aufgrund des unmagnetischen Trägermaterials „freibeweglich" im Luftspalt eines Magneten angeordnet werden.

Dabei soll der Luftspalt ≧ 0,25 mm sein. Bei „festem" Einbau ist ein Luftspalt von ≧ 0,20 mm möglich.

Der flexible Kunststoffträger darf im Bereich der aktiven Fläche nicht gebogen werden.

Bei Verwendung als Meßsonde kann – gegen Aufpreis – eine Eichkurve bis 1 T geliefert werden.

Anwendung: Messung von Magnetfeldern und Weglängen.

Typ „J"	Grundwiderstand bei T_U = 25 °C (Toleranz ± 20%)	Relative Widerstandsänderung bei T_U = 25 °C und Induktion B = (in Tesla)		Temperaturkoeffizient bei T_U = 25 °C und Induktion B = (in Tesla)			Thermischer Leitwert (einseitig auf Metallfläche liegend)
		± 0,3 T	± 1 T	OT	± 0,3 T	± 1 T	
	R_0 (Ω)	R_B/R_0 (Faktor)		T_{K25} (%/°C)			G_{thG} (mW/K)
FP 17 L 200 J	200	1,85	8,5	−0,16	−0,38	−0,54	4,5/1,5[1]
FP 30 L 100 J	100	(> 1,7)	(> 7)				3,1[1]

[1]) Frei in Luft

„Differential"-Feldplatten sind magnetisch steuerbare Widerstände mit Mittelabgriff. Dadurch wird der Grundwiderstand in zwei annähernd gleiche Widerstandshälften unterteilt. Das System ist isoliert auf einem Eisenträger montiert.

Anwendung: Erfassung kleiner Wegstrecken, Aufbau einer Potentiometerschaltung.

Typ	Grund-widerstand bei T_U = 25 °C (Toleranz ± 20%)	Mitten-symmetrie bei T_U = 25 °C (in %)	Relative Widerstands-änderung bei T_U = 25 °C und Induktion B (in Tesla)		Temperatur-koeffizient bei T_U = 25 °C und Induktion B (in Tesla)			Thermischer Leitwert (einseitig auf Metall-fläche liegend)
			± 0,3 T	± 1 T	OT	± 0,3 T	± 1 T	
FP 110 D 155	2 · 155	2 (< 5)	3 (> 2,8)	15 (> 12)	−1,8	−2,7	−2,9	10
FP 110 L 60	2 · 60	2 (< 5)	1,85 (> 1,7)	8,5 (> 7)	−0,16	−0,38	−0,54	10
FP 111 L 100	2 · 100	2 (< 5)	1,85 (> 1,7)	8,5 (> 7)	−0,16	−0,38	−0,54	15

„Magnetisch vorgespannte" Feldplatten werden in ihrem Widerstandswert durch eine magnetische Vorspannung in den linearen Bereich der Kennlinie verschoben. Dadurch kann die Feldrichtung vorzeichenrichtig erfaßt werden. Das Bauelement ist widerstandsfähig gegen mechanische Beanspruchungen.

Anwendung: Kontakt- und berührungslos arbeitender Endschalter

Typ	Grund-widerstand bei T_U = 25 °C (Toleranz ± 20 %)	Vorspan-nungs-Wider-stand bei T_U = 25 °C und B_V = 0,6 T (Toleranz ± 30%)	Relative Widerstands-änderung bei T_U = 25 °C und Induktion B_V (in Tesla)	Temperatur-koeffizient bei T_U = 25 °C und Induktion B (in Tesla)	Thermischer Leitwert (einseitig auf Metall-fläche liegend)
	R_O (Ω)	R_{VO} (Ω)	R_{VO}/R_O (Faktor)	T_{K25} (%/°C)	G_{thG} (mW/K)
FP 100 L 100	115	450	> 3	0,7	10

Feldplatten-Differential-Fühlerelemente bestehen entweder aus zwei auf einem gemeinsamen Permanentmagneten montierten Einzelfeldplatten (FP 210...), wobei zur Ansteuerung ein Weicheisenblech genügt, oder aus zwei magnetisch vorgespannten Feldplatten (FP 200 ...), deren Widerstandswerte sich entsprechend der Bewegung eines Steuermagneten ändern. Die Einzelelemente sind als Spannungsteiler geschaltet, in einem unmagnetischen Gehäuse eingebaut und mit Kunststoff vergossen.

Anwendung: Endschalter, Drehzahlmesser, Annäherungsschalter

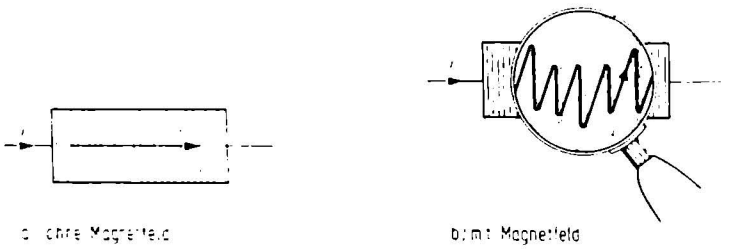
Typ	Gesamtwiderstand[1]) des Gebersystems bei T_U = 25 °C R_{1-3} (Ω)	Leerlaufausgangs-spannung U_{ASS} (V)	Thermischer Leitwert (einseitig auf Metall-fläche aufliegend) G_{thG} (mW/K)
FP 200 L 100	1000[2])	4 (> 3,5)[3])	15 mW/K
FP 200 L 100-S1	1000[2])	4 (> 3,5)[3])	15 mW/K
FP 210 D 250	1000[5])	2 (> 1,5)[4])	5 mW/K
FP 210 L 100	300[6])	2 (> 1,5)[4])	5 mW/K
FP 211 D 155	400[7])	> 0,4[8])	5 mW/K

1) Luftspalt $\delta = \infty$
2) Toleranz ± 400 Ω
3) Luftspalt δ = 0,5 mm
Versorgungsspannung U_B = 8 V
Stirnflächenfluß des Steuermagneten $\Phi_{St} = 2\mu$ Wb
4) Luftspalt δ = 0,1 mm Versorgungsspannung U_B = 6 V
Abschlußwiderstand R_a = 1 MΩ
5) Toleranz ± 300 Ω
6) Toleranz ± 80 Ω
7) Toleranz ± 120 Ω
8) Luftspalt 0,2 mm; U_B = 5 V

2.7. Erläuterungen zu Feldplatten (magnetisch steuerbare Widerstände)

Widerstandsänderung im Magnetfeld

Feldplatten sind magnetisch steuerbare Halbleiterwiderstände aus Indiumantimonid-Nickelantimonid. Bringt man sie in ein Magnetfeld, so nimmt ihr Widerstand zu. Dies gilt in gleicher Weise für beide Polaritäten des Feldes. Für jedes eingestellte Magnetfeld besteht Linearität zwischen Strom und Spannung, d.h., die Feldplatte ist ein ohmscher Widerstand.
Die Ursache für diese Widerstandsänderung im Magnetfeld ist in Bild 1 schematisch erläutert. Der Halbleiter hat im Innern metallisch leitende Bezirke (NiSb-Nadeln), im Bild 1 durch senkrechte Strichelung gekennzeichnet. Die Abstände der Bezirke liegen bei einigen Tausendstel eines Millimeters. Legt man ohne Magnetfeld eine Spannung an den Halbleiter (vgl. Bild 1 a), so laufen die Strombahnen in Richtung des Pfeiles auf dem kürzesten Weg durch den Halbleiter. Schaltet man jedoch senkrecht zur Zeichenebene ein Magnetfeld ein, so erhält man ein ganz anderes Bild: Die Strombahnen sind gegenüber der Richtung ohne Magnetfeld um den Hallwinkel gedreht (vgl. Bild 1 b). Dieser beträgt in einem Feld von 1 Tesla etwa 80°. Die „Umlenkung" der Strombahnen bewirkt eine Verlängerung des Stromweges, welcher gleichbedeutend mit einer Erhöhung des Widerstandes des Halbleiters ist.



a) ohne Magnetfeld b) mit Magnetfeld

Bild 1: Verlauf der Strombahnen in einer rechteckigen Halbleiterplatte mit metallisch leitenden Nadeln aus NiSb als Kurzschlußstreifen, a) ohne Magnetfeld, b) mit Magnetfeld

Aufbau der Feldplatten

Die Bauelemente sind grundsätzlich nach Bild 2 aufgebaut. Auf einem Träger von etwa 0,1 mm Dicke befindet sich dazu isoliert die etwa 25 µm dicke Schicht des Halbleitermaterials in Mäanderform mit den beiden Zuleitungen. Die metallisch leitenden Einschlüsse (NiSb-Nadeln) sind als gestrichelte Linien angedeutet. Bei dieser Bauform hat man die Möglichkeit, durch Änderung von Anzahl, Länge, Breite und Dicke der einzelnen Stege des Mäanders sowie Auswahl des Werkstoffes den Widerstand ohne Magnetfeld in weiten Grenzen zwischen einigen Ohm und mehreren Kiloohm zu variieren.
Die Feldplatte kann entsprechend ihrer Anwendung auf einem magnetischen Träger (bestehend z.B. aus einem mit einer dünnen Isolierschicht versehenen Eisen oder Ferrit) oder einem unmagnetischen Träger (bestehend z.B. aus Keramik oder Kunststoff) befestigt werden. Als Trägermaterial für die E-Typen wird Permenorm 5000 H 2 verwendet (Sättigungsinduktion 1.5 T, statische Koerzitivfeldstärke 0.04 A/cm; maximale Permeabilität 60000 bis 80000). Hierbei wird die formgeätzte Feldplatte (Bild 3) aus einer vielelementigen Halbleiterplatte herausgelöst und ohne eigenen Träger auf die vorgesehene Unterlage gebracht. Diese Übertragungsmethode wird ermöglicht durch die große Stabilität des Halbleitermaterials (InSb-NiSb) als Verbundwerkstoff.

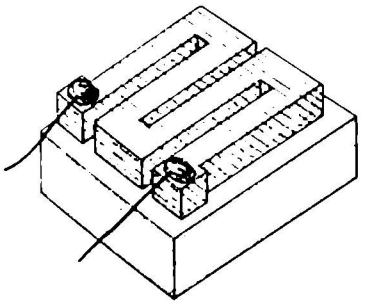


Bild 2: Feldplatte mit Träger

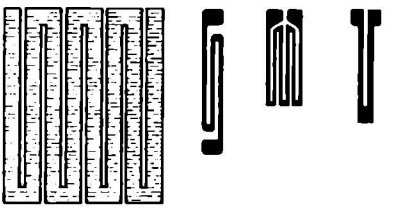


Bild 3: Verschiedene Größen und Ausführungen formgeätzter Halbleiterplatten

Digitale Integrierte Schaltungen

3. Digitale integrierte Schaltungen

3.1 Typenübersicht

FLH 101 7400 FLH 105 8400	Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 111 7410 FLH 115 8410	Drei NAND-Glieder mit je 3 Eingängen
FLH 121 7420 FLH 125 8420	Zwei NAND-Glieder mit je 4 Eingängen
FLH 131 7430 FLH 135 8430	NAND-Glied mit 8 Eingängen
FLH 141 7440 FLH 145 8440	Zwei NAND-Leistungsglieder mit je 4 Eingängen
FLH 151 7450 FLH 155 8450	Zwei invertierende UND/ODER-Glieder mit je 2×2 Eingängen und Erweiterungsanschlüssen N_1 und N_2
FLH 161 7451 FLH 165 8451	Zwei invertierende UND/ODER-Glieder mit je 2×2 Eingängen ohne Erweiterungsanschlüsse
FLH 171 7453 FLH 175 8453	Invertierendes UND/ODER-Glied mit 4×2 Eingängen und Erweiterungsanschlüssen N_1 und N_2
FLH 181 7454 FLH 185 8454	Invertierendes UND/ODER-Glied mit 4×2 Eingängen ohne Erweiterungsanschlüsse
FLH 191 7402 FLH 195 8402	Vier NOR-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 191 S 7402 S1 FLH 195 S 8402 S1	wie FLH 191/195, jedoch Ausgang 6,5 V/500 µA
FLH 201 7401 FLH 205 8401	Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 201 S 7401 S1 FLH 205 S 8401 S1	wie FLH 201/205, jedoch Ausgang 15 V/250 µA
FLH 201 T 7401 S3 FLH 205 T 8401 S3	wie FLH 201/205, jedoch Ausgang 5,5 V/50 µA
FLH 211 7404 FLH 215 8404	Sechsfacher Inverter
FLH 221 7480 FLH 225 8480	1-Bit-Volladdierer
FLH 231 7482 FLH 235 8482	2-Bit-Volladdierer
FLH 241 7483 FLH 245 8483	4-Bit-Volladdierer
FLH 251 4929 FLH 255 49829	Zwei NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und 4 Inverter
FLH 271 7405 FLH 275 8405	Sechs Inverter mit offenem Kollektor

FLH 271 S 7405 S1 FLH 275 S 8405 S1	wie FLH 271/275 jedoch Ausgang 15 V/250 µA
FLH 271 T 7405 S3 FLH 275 T 8405 S3	wie FLH 271/275 jedoch Ausgang 5,5 V/50 µA
FLH 281 7442 FLH 285 8442	BCD-Dezimal-Dekoder
FLH 291 7403 FLH 295 8403	Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 291 S 7403 S1 FLH 295 S 8403 S1	wie FLH 291/295, jedoch Ausgang 15 V/250 µA
FLH 291 T 7403 S3 FLH 295 T 8403 S3	wie FLH 291/295, jedoch Ausgang 5,5 V/50 µA
FLH 291 U 7426 FLH 295 U 8426	Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektorausgang mit 15 V/50 µA
FLH 321 4930 FLH 325 49830	Vier NAND-Leistungsglieder mit je 2 Eingängen
FLH 331 4931 FLH 335 49831	Zwei NAND-Glieder mit je 5 Eingängen
FLH 341 7486 FLH 345 8486	Vier Exklusiv-ODER-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 351 7413 FLH 355 8413	Zwei NAND-Schmitt-Trigger mit je 4 Eingängen
7414 8414	Sechs NAND-Schmitt-Trigger mit je 1 Eingang
FLH 361 7443 FLH 365 8443	Excess-3-Dezimal-Dekoder
FLH 371 7444 FLH 375 8444	Excess-3-Gray-Dezimal-Dekoder
FLH 381 7408 FLH 385 8408	Vier UND-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 391 7409 FLH 395 8409	Vier UND-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 391 T 7409 S1 FLH 395 T 8409 S1	wie FLH 391/395, jedoch Ausgang 15 V/250 µA
FLH 401 74181 FLH 405 84181	4-Bit-Arithmetische-Logikeinheit (Rechenelement)
FLH 411 74182 FLH 415 84182	Übertragseinheit für Rechenelement
FLH 421 74180 FLH 425 84180	8-Bit-Paritätsprüfer
FLH 431 7485 FLH 435 8485	4-Bit-Komparator
FLH 441 74 H87 FLH 445 84 H87	4-Bit-Komplementbilder

FLH 451 FLH 455	74H183 84H183	Zwei schnelle 1-Bit-Volladdierer
FLH 461 FLH 465	4934 49834	Sechs Inverter mit Erweiterungseingang und offenem Kollektor
FLH 471 FLH 475	4935 49835	Sechs Inverter mit Erweiterungseingang
FLH 481 FLH 485	7406 8406	Sechs invertierende Treiberstufen mit offenem Kollektorausgang mit 30 V/40 mA
FLH 481T FLH 485T	7416 8416	Sechs invertierende Treiberstufen mit offenem Kollektorausgang mit 15 V/40 mA
FLH 491 FLH 495	7407 8407	Sechs Treiberstufen mit offenem Kollektorausgang mit 30 V/40 mA
FLH 491T FLH 495T	7417 8417	Sechs Treiberstufen mit offenem Kollektorausgang mit 15 V/40 mA
FLH 501 FLH 505	7412 8412	Drei NAND-Glieder mit je 3 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 511 FLH 515	7423 8423	Zwei NOR-Glieder mit je 4 Eingängen, Strobe und Erweiterungsanschlüssen N_1 und N_2
FLH 521 FLH 525	7425 8425	Zwei NOR-Glieder mit je 4 Eingängen und Strobe ohne Erweiterungsanschlüsse
FLH 531 FLH 535	7437 8437	Vier NAND-Leistungsglieder mit je 2 Eingängen und Darlington-Ausgang
FLH 541 FLH 545	7438 8438	Vier NAND-Leistungsglieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 551 FLH 555	7448 8448	BCD-7-Segment-Dekoder
FLH 561 FLH 565	74184 84184	6-Bit-BCD-Binär-Umsetzer
FLH 571 FLH 575	74185A 84185A	6-Bit-Binär-BCD-Umsetzer
FLH 601 FLH 605	74132 84132	Vier NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen
FLH 611 FLH 615	7422 8422	Zwei NAND-Glieder mit je 4 Eingängen und offenem Kollektor
FLH 621 FLH 625	7427 8427	Drei NOR-Glieder mit je 3 Eingängen
FLH 631 FLH 635	7432 8432	Vier ODER-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 641 FLH 645	49703 59803	Sechs Verzögerungsglieder
FLH 661 FLH 665	7428 8428	Vier NOR-Glieder mit je 2 Eingängen
FLH 731 FLH 735	49713 49813	Zwei NAND-Schmitt-Trigger mit je 3 Eingängen und hoher Eingangsimpedanz

FLH731 T 49713S1 FLH735 T 49813S1		Zwei NAND-Schmitt-Trigger mit je 3 Eingängen und hoher Eingangsimpedenz
	7433 8433	Vier NOR-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
	74128 84128	Vier NOR-Treiber mit je 2 Eingängen für 50-Ω-Leitungen
	7483A 8483A	4-Bit-Volladdierer
	74283 84283	4-Bit-Volladdierer
	74125 84125	Vier UND-Stufen mit je 1 Eingang, Kontrolleingang und 3 Ausgangszuständen
	74126 84126	Vier UND-Stufen mit je Eingang, Kontrolleingang und 3 Ausgangszuständen
	74136 84136	Vier Exklusiv-ODER-Glieder mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
	74147 84147	4-Bit-Dezimal-BCD-Umsetzer
	74148 84148	3-Bit-Dezimal-BCD-Umsetzer
FLJ 101 FLJ 105	7470 8470	JK-Flipflop mit je 3 Eingängen
FLJ 111 FLJ 115	7472 8472	JK-Master-Slave-Flipflop
FLJ 121 FLJ 125	7473 8473	Zwei JK-Master-Slave-Flipflop mit Rückstelleingang
FLJ 131 FLJ 135	7476 8476	Zwei JK-Master-Slave-Flipflop mit Stell- und Rückstelleingang
FLJ 141 FLJ 145	7474 8474	Zwei D-Flipflop
FLJ 151 FLJ 155	7475 8475	Vier D-Flipflop
FLJ 161 FLJ 165	7490A 8490A	Dezimalzähler
FLJ 171 FLJ 175	7492A 8492A	Teiler durch Zwölf
FLJ 181 FLJ 185	7493A 8493A	4-Bit-Binärzähler
FLJ 191 FLJ 195	7495A 8495A	4-Bit-Umkehrschieberegister
FLJ 201 FLJ 205	74190 84190	Dezimaler Umkehrzähler
FLJ 211 FLJ 215	74191 84191	Binärer 4-Bit-Umkehrzähler

FLJ 221 FLJ 225	7491 A 8491 A	8-Bit-Serienschieberegister
FLJ 231 FLJ 235	7494 8494	4-Bit-Schieberegister mit Paralleleingabe
FLJ 241 FLJ 245	74192 84192	Dezimaler Umkehrzähler mit getrennten Takteingängen
FLJ 251 FLJ 255	74193 84193	Binärer 4-Bit-Umkehrzähler mit getrennten Takteingängen
FLJ 261 FLJ 265	7496 8496	5-Bit-Schieberegister
FLJ 271 FLJ 275	74107 84107	Zwei JK-Master-Slave-Flipflop
FLJ 281	74104	JK-Master-Slave-Flipflop mit JK-Eingang
FLJ 291	74105	JK-Master-Slave-Flipflop mit $\overline{J}$, $\overline{K}$ und JK-Eingängen
FLJ 301 FLJ 305	74100 84100	Acht-D-Flipflop
FLJ 311 FLJ 315	74198 84198	Universelles 8-Bit-Schieberegister mit umkehrbarer Schieberichtung
FLJ 321 FLJ 325	74199 84199	Universelles 8-Bit-Schieberegister
FLJ 331	7497	Synchroner, programmierbarer 6-Bit-Frequenzteiler
FLJ 341 FLJ 345	74110 84110	JK-Master-Slave-Flipflop mit Eingangssperre
FLJ 351 FLJ 355	74111 84111	Zwei JK-Master-Slavel-Flipflop mit Eingangssperre sowie Stell- und Rückstelleingängen
FLJ 361 FLJ 365	74118 84118	Sechs RS-Flipflop mit gemeinsamem Rückstelleingang
FLJ 371 FLJ 375	74119 84119	Sechs RS-Flipflop mit getrenntem Rückstelleingang
FLJ 381 FLJ 385	74196 84196	Dezimalzähler für 50 MHz
FLJ 391 FLJ 395	74197 84197	4-Bit-Binärzähler für 50 MHz
FLJ 401 FLJ 405	74160 84160	Synchroner Dezimalzähler mit Stelleingängen und taktunabhängigem Rückstelleingang
FLJ 411 FLJ 415	74161 84161	Synchroner 4-Bit-Binärzähler mit Stelleingängen und taktunabhängigem Rückstelleingang
FLJ 421 FLJ 425	74162 84162	Synchroner Dezimalzähler mit Stelleingängen und taktabhängigem Rückstelleingang
FLJ 431 FLJ 435	74163 84163	Synchroner 4-Bit-Binärzähler mit Stelleingängen und taktabhängigem Rückstelleingang
FLJ 441 FLJ 445	74164 84164	8-Bit-Schieberegister mit Parallelausgabe

FLJ 451 FLJ 455	74165 84165	8-Bit-Schieberegister mit Paralleleingabe
FLJ 461 FLJ 465	74166 84166	Universelles 8-Bit-Schieberegister
FLJ 471	74167	Programmierbarer Dezimalfrequenzteiler
FLJ 481 FLJ 485	4932 49832	Zwei 8-Bit Serienschieberegister
FLJ 491 FLJ 495	49702 49802	Vier D-Flipflop mit gemeinsamem Rückstelleingang
FLJ 501 FLJ 505	49704 49804	Zwei 4-Bit-Binärzähler für 50 MHz
FLJ 511 FLJ 515	49705 49805	Zwei Dezimalzähler für 50 MHz
FLJ 521 FLJ 525	74115 84115	Zwei JK-Master-Slave-Flipflop mit Eingangssperre und Rückstelleingängen
FLJ 531 FLJ 535	74174 84174	Sechs D-Flipflop mit Rückstelleingang
FLJ 541 FLJ 545	74175 84175	Vier D-Flipflop mit Rückstelleingang
FLJ 551 FLJ 555	74194 84194	Synchrones 4-Bit-Parallelschieberegister mit umkehrbarer Schieberichtung
FLJ 561 FLJ 565	74195 84195	Synchrones 4-Bit-Parallelschieberegister mit J-K-Eingängen
	74109 84109	Zwei JK-Flipflop mit Stell- und Rückstelleingängen
	74173 84173	Vier *Q*-Flipflop mit 3 Ausgangszuständen
	74176 84176	Dezimalzähler für 35 MHz
	74177 84177	4-Bit-Binärzähler für 35 MHz
	74178 84178	4-Bit-Parallelschieberegister
	74179 84179	4-Bit-Parallelschieberegister
	74278	4-Bit-Prioritäts-Register
	74279	Vier RS-Flipflop mit getrenntem Rückstelleingang
	74298	Vierfach 2-Bit-Datenselektor mit Speicher
FLK 101 FLK 105	74121 84121	Monostabile Kippstufe
FLK 111 FLK 115	74122 84122	Nachtriggerbare monostabile Kippstufe mit Rückstelleingang

FLK 121 FLK 125	74123 84123	Zwei nachtriggerbare monostabile Kippstufen mit Rückstelleingang
FLL 101	74141	BCD-Dezimal-Dekoder und Treiber für Ziffernanzeigeröhren
FLL 111 FLL 115	7445 8445	BDC-Dezimal-Dekoder und Treiber mit offenem Kollektorausgang mit 30 V/80 mA.
FLL 111T FLL 115T	74145 84145	wie FLL 111/115, jedoch Ausgang 15 V/80 mA
FLL 121 FLL 125	7446 8446	BDC-7-Segment-Dekoder und Treiber mit offenem Kollektorausgang mit 30 V/20 mA
FLL 121T FLL 125T	7447 8447	wie FLL 121, jedoch Ausgang 15 V/20 mA
FLL 121U FLL 125U	7446A 8446A	wie FLL 121, jedoch Ausgang 30 V/40 mA
FLL 121V FLL 125V	7447A 8447A	wie FLL 121, jedoch Ausgang 15 V/40 mA
FLL 131 FLL 135	49700 49800	Zwei UND-Leistungstreiber für 30 V/400 mA und zwei NAND-Glieder mit je 2 Eingängen
FLL 131T FLL 135T	49700S1 49800S1	wie FLL 131/135, jedoch für 65 V/400 mA
FLL 141 FLL 145	49701 49801	Vier Leistungstreiber für 30 V/130 mA
FLL 141T FLL 145T	49701S1 49801S1	wie FLL 141/145, jedoch für 65 V/130 mA
FLL 151	74142	Dezimalzähler, Speicher, Dekoder und Treiber für Ziffernanzeigeröhren
FLL 171 FLL 175 FLL 171T FLL 175T	74143 84143 74144 84144	4-Bit-Binärzähler, Speicher, 7-Segment-Dekoder und Treiber
FLQ 101 FLQ 105	7489 8489	64-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit offenen Kollektorausgängen
FLQ 111 FLQ 115	7481A 8481A	16-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit direktem Zugriff
FLQ 121 FLQ 125	7484A 8484A	16-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit direktem Zugriff und 2 weiteren Schreib-Eingängen
FLQ 131 FLQ 135	74170 84170	16-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit Wörtern zu je 4 Bit
FLQ 141	74200	256-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit 3 Ausgangszuständen
	74172 84172	16-Bit-Schreib-Lese-Speicher mit mehrfacher Ein- und Ausgabe und 3 Ausgangszustände
FLR 101 FLR 105	7488A 8188A	256-Bit-Festwertspeicher
FLR 111	74187	1024-Bit-Festwertspeicher

FLR 121		Programmierbarer 256-Bit-Festwertspeicher
FLR 131		Programmierbarer 1024-Bit-Festwertspeicher
FLY 101 FLY 105	7460 8460	Erweiterungsglied für FLH 151, FLH 171 und FLH 511 Erweiterungsglied für FLH 155, FLH 175 und FLH 515
FLY 111 FLY 115	74150 84150	16-Bit-Datenselektor/Multiplexer
FLY 121 FLY 125	74151 84151	8-Bit-Datenselektor/Multiplexer
FLY 131 FLY 135	74153 84153	Zweifach 4-Bit-Datenselektor/Multiplexer
FLY 141 FLY 145	74154 84154	4-Bit-Binärdekoder/Demultiplexer
FLY 151 FLY 155	74155 84155	Zwei 2-Bit-Binärdekoder/Demultiplexer
FLY 161 FLY 165	74156 84156	Zwei 2-Bit-Binärdekoder/Demultiplexer mit offenem Kollektor
FLY 171 FLY 175	74157 84157	Vierfach 2-Bit-Datenselektor/Multiplexer
FLY 181 FLY 185	74120 84120	Zweifach Impuls-Synchronisierer
	74284 74285	Zweifach 4-Bit-Parallel-Multiplizierer

Gehäuse-Bauform der TTL-Serie

FL 100-Prüfschaltungen

ECL-Serie (Emitter coupled Logic)

Allgemeine Angaben

FYH 104	NOR/OR-Glied mit acht Eingängen
FYH 114	Vier NOR-Glieder mit je zwei Eingängen
FYH 124, FYH 134,	Zwei NOR/OR-Glieder mit je vier Eingängen

LSL-Serie (Langsame, Störsichere Logik)

I. Beschreibung der statischen Daten

II. Beschreibung der dynamischen Daten

Allgemeine Angaben zur LSL-Serie FZ 100

FZH 101, FZH 105, Vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen

FZH 111, FZH 115, Vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen und N-Anschluß

FZH 121, FZH 125, Zwei NAND-Glieder mit je fünf Eingängen

FZH 131, FZH 135, Zwei NAND-Glieder mit je fünf Eingängen und N-Anschluß

FZH 141, FZH 145, Zwei NAND-Leistungsglieder mit je fünf Eingängen u. N-Anschluß

FZH 151, FZH 155, Zwei UND/ODER-Kombinationsglieder mit N-Anschluß

FZH 161, FZH 165, LSL-TTL-Pegelumsetzer

FZH 171, FZH 175, Zwei NAND-Glieder mit je 4 Eingängen, Erweiterungseingang und N-Anschluß

FZH 181, FZH 185, TTL-LSL-Pegelumsetzer

FZH 191, FZH 195, Drei NAND-Glieder mit je 3 Eingängen und N-Anschluß

FZH 201, FZH 205, Sechs Inverter mit Strobeeingängen

FZH 211, FZH 215, Vier NAND-Glieder mit je 2 Eingängen, offenem Kollektor und N-Anschluß

FZH 231, FZH 235, Zwei NAND-Glieder mit je 5 Eingängen, offenem Kollektor und N-Anschluß

FZH 241, FHZ 245, Zwei NAND-Schmitt-Trigger mit je 4 Eingängen Erweiterungseingang und N-Anschluß

FZH 251, FZH 255, Vier UND-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß

FZH 261, FZH 265, Zwei NAND-Glieder mit je 2 Eingängen und vier Inverter

FZH 271, FZH 275, Vier exklusiv-ODER-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß

FZH 281, FZH 285, Vier NOR-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß

FZH 291, FZH 295, Vier ODER-Glieder mit je 2 Eingängen und N-Anschluß

FZJ 101, FZJ 105, JK-Master-Slave Flipflop mit je zwei J- und K-Eingängen und N-Anschlüssen an Slave

FZJ 111, FZJ 115, JK-Master-Slave Flipflop mit N-Anschlüssen an Master und Slave

FZJ 121, FZJ 125, Zwei JK-Master-Slave Flipflops mit Stell- und Rückstelleingängen

FZJ 131, FZJ 135, Vier D-Flipflop

FZJ 141, FZJ 145, Synchroner Dezimal-Zähler mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß

FZJ 151, FZJ 155, Synchroner 4-Bit-Binär-Zähler mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß

FZJ 161, FZJ 165, Synchroner 4-Bit-Schieberegister mit Stell- und Rückstelleingängen und N-Anschluß

FZK 101, FZK 105, Zeitglied mit N-Anschluß

FZL 101, BCD-Dezimal-Dekoder-Treiber für Zifferanzeigeröhren

Prüfschaltungen, FZ 100-Serie

Gehäuse-Bauformen der LSL-Serie

Digitale Sonderbausteine:

SAS 201 Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter

SAS 211 Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter

MOS-Serie (Metall-Oxid-Silizium)

Allgemeine Angaben zu den MOS-Metall-Oxid-Silizium-Schaltungen

Schutzmaßnahmen für MOS-Schaltungen

Zusammenstellung verwendeter Formelzeichen für MOS-Schaltungen

Gehäusebauformen der MOS-Serie

Arbeitsablauf bei kundenspezifischen MOS-Entwicklungen

Schaltkreis-Typen

FDN 141 A	Programmierbares dynamisches 256 Bit-Schieberegister mit 2 Takteingängen
FDN 151 A	Programmierbares dynamisches 256 Bit-Schieberegister mit 1 Takteingang
GDR 101, GDR 106	2048, 2240, 2304 Bit-Festwertspeicher
SAJ 131, SAJ 135	Statischer Frequenzteiler 1000:1
SAJ 131 A, SAJ 135 A	Statischer Frequenzteiler 1000:1 mit externem Rückstelleingang
SAJ 131-I, SAJ 135-I	Statischer Frequenzteiler 1000:1
SAJ 131 A-I, SAJ 135 A-I	Statischer Frequenzteiler 1000:1 mit externem Rückstelleingang
SAJ 410	7stufiger Frequenzteiler

3.2 Verzeichnis und Vergleichstabelle der Serie 7400–FL 100

Typ	
7400	FLH 101
8400	FLH 105
7401	FLH 201
8401	FLH 205
7401 S1	FLH 201 S
8401 S1	FLH 205 S
7401 S3	FLH 201 T
8401 S3	FLH 205 T
7402	FLH 191
8402	FLH 195
7402 S1	FLH 191 S
8402 S1	FLH 195 S
7403	FLH 291
8403	FLH 295
7403 S1	FLH 291 S
8403 S1	FLH 295 S
7403 S3	FLH 291 T
8403 S3	FLH 295 T
7404	FLH 211
8404	FLH 215
7405	FLH 271
8405	FLH 271
7405 S1	FLH 271 S
8405 S1	FLH 275 S
7405 S3	FLH 271 T
8405 S3	FLH 275 T
7406	FLH 481
8406	FLH 485
7407	FLH 491
8407	FLH 495
7408	FLH 381
8408	FLH 385
7409	FLH 391
8409	FLH 395
7409 S1	FLH 391 T
8409 S1	FLH 395 T
7410	FLH 111
8410	FLH 115
7412	FLH 501
8412	FLH 505

Typ	
7413	FLH 351
8413	FLH 355
7414	—
8414	—
7416	FLH 481 T
8416	FLH 485 T
7417	FLH 491 T
8417	FLH 495 T
7420	FLH 121
8420	FLH 125
7422	FLH 611
8422	FLH 615
7423	FLH 511
8423	FLH 515
7425	FLH 521
8425	FLH 525
7426	FLH 291 U
8426	FLH 295 U
7427	FLH 621
8427	FLH 625
7428	FLH 661
8428	FLH 665
7430	FLH 131
8430	FLH 135
7432	FLH 631
8432	FLH 635
7433	—
8433	—
7437	FLH 531
8437	FLH 535
7438	FLH 541
8438	FLH 545
7440	FLH 141
8440	FLH 145
7442	FLH 281
8442	FLH 285
7443	FLH 361
8443	FLH 365
7444	FLH 371
8444	FLH 375

Verzeichnis und Vergleichstabelle der Serie 7400–FL 100

Typ	
7445	FLL 111
8445	FLL 115
7446	FLL 121
8446	FLL 125
7446 A	FLL 121 U
8446 A	FLL 125 U
7447	FLL 121 T
8447	FLL 125 T
7447 A	FLL 121 V
8447 A	FLL 121 V
7448	FLH 551
8448	FLH 555
7450	FLH 151
8450	FLH 155
7451	FLH 161
8451	FLH 165
7453	FLH 171
8453	FLH 175
7454	FLH 181
3454	FLH 185
7460	FLY 101
3460	FLY 105
7470	FLJ 101
8470	FLJ 105
7472	FLJ 111
8472	FLJ 115
7473	FLJ 121
8473	FLJ 125
7474	FLJ 141
8474	FLJ 145
7475	FLJ 151
8475	FLJ 155
7476	FLJ 131
8476	FLJ 135
7480	FLH 221
8480	FLH 225
7481	—
8481	—
7481 A	FLQ 111
8481 A	FLQ 115

Typ	
7482	FLH 231
8482	FLH 235
7483	FLH 241
8483	FLH 245
7483 A	—
8483 A	—
7484 A	FLQ 121
8484 A	FLQ 125
7485	FLH 431
8485	FLH 435
7486	FLH 341
8486	FLH 345
74 H 87	FLH 441
84 H 87	FLH 445
7488	FLR 101
8488	FLR 105
7489	FLQ 101
8489	FLQ 105
7490 A	FLJ 161
8490 A	FLJ 165
7491 A	FLJ 221
8491 A	FLJ 225
7492 A	FLJ 171
8492 A	FLJ 175
7493 A	FLJ 181
8493 A	FLJ 185
7494	FLJ 231
8494	FLJ 235
7495 A	FLJ 191
8495 A	FLJ 195
7496	FLJ 261
8496	FLJ 265
7497	FLJ 331
74100	FLJ 301
84100	FLJ 305
74104	FLJ 281
84104	FLJ 285
74105	FLJ 291
84105	FLJ 295
74107	FLJ 271
84107	FLJ 275

Verzeichnis und Vergleichstabelle der Serie 7400–FL 100

Typ	
74109	—
84109	—
74110	FLJ 341
84110	FLJ 345
74111	FLJ 351
84111	FLJ 355
74115	FLJ 521
84115	FLJ 525
74118	FLJ 361
84118	FLJ 365
74119	FLJ 371
84119	FLJ 375
74120	—
84120	—
74121	FLK 101
84121	FLK 105
74122	FLK 111
84122	FLK 115
74123	FLK 121
84123	FLK 125
74125	—
84125	—
74126	—
84126	—
74128	—
84128	—
74132	FLH 601
84132	FLH 605
74136	—
84136	—
74141	FLL 101
74142	FLL 151
74143	FLL 171
84143	FLL 175
74144	FLL 171 T
84144	FLL 175 T
74145	FLL 111 T
84145	FLL 115 T
74147	—
84147	—

Typ	
74148	—
84148	—
74150	FLY 111
84150	FLY 115
74151	FLY 121
84151	FLY 125
74153	FLY 131
84153	FLY 135
74154	FLY 141
84154	FLY 145
74155	FLY 151
84155	FLY 155
74156	FLY 161
84156	FLY 165
74157	FLY 171
84157	FLY 175
74160	FLJ 401
84160	FLJ 405
74161	FLJ 411
84161	FLJ 415
74162	FLJ 421
84162	FLJ 425
74163	FLJ 431
84163	FLJ 435
74164	FLJ 441
84164	FLJ 445
74165	FLJ 451
84165	FLJ 455
74166	FLJ 461
84166	FLJ 465
74167	FLJ 471
74170	FLQ 131
84170	FLQ 135
74172	—
84172	—
74173	—
84173	—
74174	FLJ 531
84174	FLJ 535
74175	FLJ 541
84175	FLJ 545

Verzeichnis und Vergleichstabelle der Serie 7400–FL 100

Typ	
74176	—
84176	—
74177	—
84177	—
74178	—
84178	—
74179	—
84179	—
74180	FLH 421
84180	FLH 425
74181	FLH 401
84181	FLH 405
74182	FLH 411
84182	FLH 415
74 H 183	FLH 451
84 H 183	FLH 455
74184	FLH 561
84184	FLH 565
74185 A	FLJ 571
84185 A	FLJ 575
'4187	FLR 111
14187	FLR 115
74188	(FLR 121)
84188	(FLR 125)
74190	FLJ 201
84190	FLJ 205
74191	FLJ 211
84191	FLJ 215
74192	FLJ 241
84192	FLJ 245
74193	FLJ 251
84193	FLJ 255
74194	FLJ 551
84194	FLJ 555
74195	FLJ 561
84195	FLJ 565
74196	FLJ 381
84196	FLJ 385
74197	FLJ 391
84197	FLJ 395
74198	FLJ 311
84198	FLJ 315

Typ	
74199	FLJ 321
84199	FLJ 325
74278	—
74279	—
74283	—
84283	—
74284	—
74285	—
74298	—
4929	FLH 251
49829	FLH 255
4930	FLH 321
49830	FLH 325
4932	FLJ 481
49832	FLJ 485
4934	FLH 461
49834	FLH 465
4935	FLH 471
49835	FLH 475
49700	FLL 131
44800	FLL 135
49700 S1	FLL 131 T
49800 S1	FLL 135 T
49701	FLL 141
49801	FLL 145
49701 S1	FLL 141 T
49801 S1	FLL 145 T
49702	FLJ 491
49802	FLJ 495
49703	FLH 641
49803	FLH 645
49704	FLJ 501
49804	FLJ 505
49705	FLJ 511
49805	FLJ 515
49713	FLH 731
49813	FLH 735
49713 S1	FLH 731 T
49813 S1	FLH 735 T

Vergleichstabelle

Typen-Nr.	Hersteller	Siemens-Typ	Typen-Nr.	Hersteller	Siemens-Typ
FJH 101	Ph	FLH 131	FJJ 191	Ph	FLJ 131
FJH 111	Ph	FLH 121	FJJ 211	Ph	FLJ 181
FJH 121	Ph	FLH 111	FJJ 231	Ph	FLJ 191
FJH 131	Ph	FLH 101	FJJ 251	Ph	FLJ 171
FJH 141	Ph	FLH 141	FJL 101	Ph	FLL 101
FJH 151	Ph	FLH 151	FJY 101	Ph	FLY 101
FJH 161	Ph	FLH 161	DM 8200 N	NSC	FLH 311
FJH 171	Ph	FLH 171	DM 8220	NSC	FLH 651
FJH 181	Ph	FLH 181	DM 8560 N	NSC	FLJ 241
FJH 191	Ph	FLH 221	DM 8563 N	NSC	FLJ 251
FJH 201	Ph	FLH 231			
FJH 211	Ph	FLH 241	**MOS-Schaltungen**		
FJH 221	Ph	FLH 191			
FJH 231	Ph	FLH 201	EA 1204	EA	FDN 141 A
FJH 241	Ph	FLH 211	FDN 146 A	V	FDN 141 A
FJH 251	Ph	FLH 271	EA 1205	EA	FDN 151 A
FJJ 101	Ph	FLJ 101	FDN 156 A	V	FDN 151 A
FJJ 111	Ph	FLJ 111	RO-1-2048	GI	GDR 101-1000
FJJ 121	Ph	FLJ 121	RO-1-2240	GI	GDR 101-2000
FJJ 131	Ph	FJL 141	EA-3001	EA	GDR 101-3000
FJJ 141	Ph	FLJ 161	SAJ 110	ITT	SAJ 410
FJJ 181	Ph	FLJ 151	SAJ 210	SGS	SAJ 410

Herstellerverzeichnis

Kurzzeichen	Erzeugerfirma	Land
GI	General Instruments	USA
ITT	ITT Semiconductor Div.	USA
Mot	Motorola	USA
NSC	National Semiconductor Corp.	USA
Ph	Philips	Kanada/Holland
SGS	Societa Generale Semiconduttori	Italien
V	Valvo GmbH	Deutschland
EA	Electronic Arrays	USA

3.3 Hinweise zum Typenschlüssel für integrierte Schaltungen

(Proelectron-Schlüssel)

Die Typenkennzeichnung digitaler integrierter Schaltungen setzt sich folgendermaßen zusammen.

FL	H	10	5	S
Serienbez.	Funktion	Nummer	Temperatur	Variante

Die Serienbezeichnung für digitale Schaltungen wird variiert: FL, FZ, GD, ...
Für digitale Einzeltypen gilt die Serienbezeichnung SA, SB, ... und für Typen, die analoge und digitale Signale verarbeiten, die Bezeichnung UA, UB, ...

Der Funktionsbuchstabe bedeutet:

H	Logische Verknüpfung	Q	Speichermatrix
J	Folgegesteuerte Logik (statisch)	R	Festwertspeicher
K	Monostabile Schaltung	S	Leseverstarker mit digitalem Ausgang
L	Pegelumsetzer	Y	Verschiedene Schaltungen außerhalb H bis S
N	Folgegesteuerte Logik (dynamisch)		

Die Seriennummer ist fortlaufend von 10 ... 99.

Die Variante gibt an, daß diese Schaltung elektrisch oder mechanisch vom Original abweicht.

Die Temperaturkennzahl gibt den Betriebstemperaturbereich an. Sie lautet:

Kennzahl nach bish. Schlüssel	Temperaturbereich	Kennzahl nach neuem Schlüssel
0	nicht festgelegt	
1	0 bis 70 °C	B
2	–55 bis 125 °C	C
3	–10 bis 85 °C	–
4	15 bis 55 °C	–
5	–25 bis 85 °C	E
6	–40 bis 85 °C	F
–	–25 bis 70 °C	D

1973 wurde der Typenschlüssel für integrierte Schaltungen geändert. Dabei unterscheidet sich die neue Bezeichnung vom bisher gültigen Schlüssel:
1. durch die Angabe des Temperaturbereiches mit einem Buchstaben in der Serienbezeichnung
2. durch die Verwendung einer bereits eingeführten Typennummer als Seriennummer.

Beispiel:

GX	B	10000	A
Serienbez.	Temperatur	Nummer	Variante

3.4 Alphabetische Zusammenstellung der verwendeten Kurzzeichen

für analoge und digitale Schaltungen (für MOS-Schaltungen siehe MOS-Symbole)

b	Impulsdauer
B	Stromverstärkung
B	Bandbreite
F_I	Eingangslastfaktor
F_Q	Ausgangslastfaktor
F_{QH}	H-Ausgangslastfaktor
F_{QL}	L-Ausgangslastfaktor
f_G	Grenzfrequenz
f_e	Eingangsfrequenz
f_Z	maximale Zählfrequenz
I_{ges}	Gesamtstromaufnahme
I_I	Eingangsstrom
I_{IH}	H-Eingangsstrom
I_{IL}	L-Eingangsstrom
$I_{N1}, I_{N2},$	Eingangsstrom im Knotenpunkt N
I_Q	Ausgangssperrstrom
I_Q	Kurzschlußausgangsstrom
I_{QH}	H-Ausgangsstrom
I_{QL}	L-Ausgangsstrom
I_{SH}	H-Speisestrom
I_{SL}	L-Speisestrom
O_S	Masse, Erde
P	Leistungsverbrauch
P_D	Leerlaufleistungsverbrauch
P_{tot}	Gesamtverlustleistung
P_Q	Ausgangsleistung
R_G	Generatorwiderstand
R_I	Eingangswiderstand
R_K	Kollektorarbeitswiderstand
R_L	Lastwiderstand
R_p	Abgleichwiderstand
R_{thSG}	Wärmewiderstand (System – Gehäuse)
R_{thSU}	Wärmewiderstand (System – Luft)
t_d	Impulsverzögerung
T_G	Gehäusetemperatur
t_H	Haltezeit
t_I	Eingangsimpulsdauer
T_j	Sperrschichttemperatur
t_n	Zeitpunkt vor dem Taktimpuls
t_{n+1}	Zeitpunkt nach dem Taktimpuls
t_P	mittlere Signal-Laufzeit
t_{PHL}	Signal-Laufzeit (von H nach L)
$t_{PHLR,S}$	Signal-Laufzeit (Stell-Rückstelleingang)
t_{PHLT}	Signal-Laufzeit (Takteingang)
t_{PD}	Paarlaufzeit
t_{PLH}	Signal-Laufzeit (von L nach H)
$t_{PLHR,S}$	Signal-Laufzeit (Stell-Rückstelleingang)
t_{PLHT}	Signal-Laufzeit (Takteingang)
t_{pR}	Rückstellimpulsdauer
$t_{PR,S}$	mittlere Signal-Laufzeit (Stell-Rückstelleingang)

t_{pS}	Stellimpulsdauer
t_{PT}	mittlere Signal-Laufzeit (Takteingang)
t_{pT}	Taktimpulsdauer
t_{pZ}	Zählimpulsdauer
t_Q	Ausgangsimpulsdauer
T_S	Lagertemperatur
T_U	Umgebungstemperatur
t_t	Totzeit
t_{THL}	Signal-Übergangszeit (von H nach L)
t_{TLH}	Signal-Übergangszeit (von L nach H)
T_U	Betriebstemperatur
t_V	Vorbereitungszeit
t_{VH}	H-Vorbereitungszeit
t_{VHl}	H-Vorbereitungszeit, Schiebetakt links
t_{VHr}	H-Vorbereitungszeit, Schiebetakt rechts
t_{VL}	L-Vorbereitungszeit
t_{VLl}	L-Vorbereitungszeit, Schiebetakt links
t_{VLr}	L-Vorbereitungszeit, Schiebetakt rechts
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{DE}	Differenz-Eingangsspannung
U_{eG}	Eingangsgleichtaktspannung
U_F	Funktionsbereich
U_I	Eingangsspannung
U_{IH}	H-Eingangsspannung
U_{IL}	L-Eingangsspannung
U_Q	Ausgangsspannung
U_{QH}	H-Ausgangsspannung
$\overline{U_{QH}}$	Komplement zur Ausgangsspannung U_{QH}
U_{QL}	L-Ausgangsspannung
$\overline{U_{QL}}$	Komplement zur Ausgangsspannung U_{QL}
U_S	Speisespannung
U_{ss}	statische Störsicherheit
U_{St}	Störspannung
Z_I	Eingangsimpedanz
Z_Q	Ausgangsimpedanz
α	Temperaturkoeffizient

3.5 TTL-Serie (Transistor-Transistor-Logik)

Vorwort zur TTL-Serie FL100

I. Beschreibung der statischen Daten

I.1 Grenzdaten

Die in den Datenblattern angegebenen Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, die eingehalten werden müssen. Wird einer dieser Grenzwerte überschritten, so kann dies zur Zerstörung der integrierten Schaltung führen.
Grenzdaten gelten, wenn nicht anders angegeben, bei 25 °C.

I 2 Kenndaten

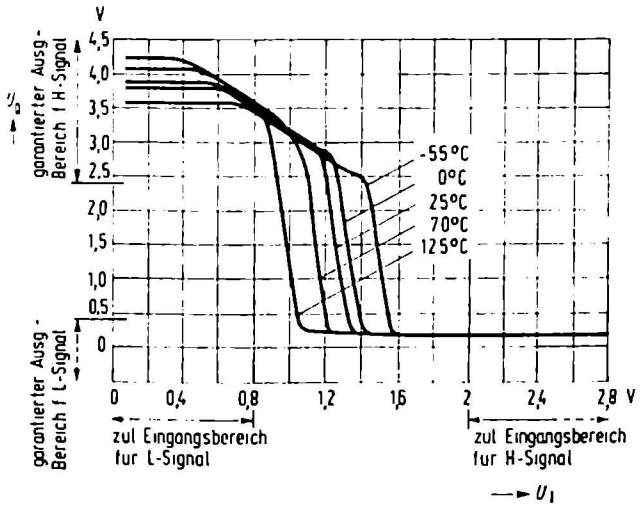
Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die sich aus der statistischen Auswertung eines langeren Fertigungsabschnittes ergeben. Diese Mittelwerte gelten bei T_U=25 °C und empfohlener Speisespannung U_S. Sie sind meistens durch Angabe eines garantierten Streubereichs erganzt. Der Streubereich wird unter Eckbedingungen (worst-case) angegeben.
Es ist weiter zu beachten, daß die logischen Pegel U_I und U_Q jeweils auf den Eingang bzw. Ausgang bezogen sind.

I.3 Charakteristische Kennlinien

Sie geben Aufschluß über das typische Betriebsverhalten eines Schaltgliedes.
Nachfolgend sind die wichtigsten charakteristischen Kennlinien für typische TTL-Schaltglieder der Serie FL 100 aufgeführt.

I.3.1 Übertragungskennlinie

Die Übertragungskennlinie eines Schaltgliedes gibt den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannungen an.



Meßschaltung

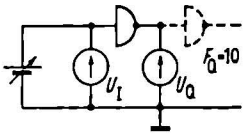


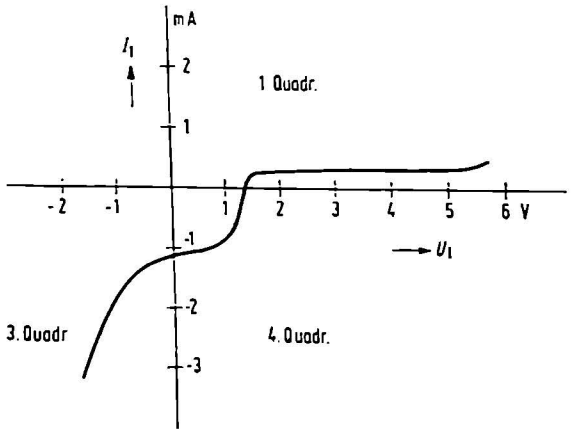
Bild 1 Übertragungskennlinie eines NAND-Gliedes $U_Q=f(U_I)$ bei U_S=5 V, F_Q=10

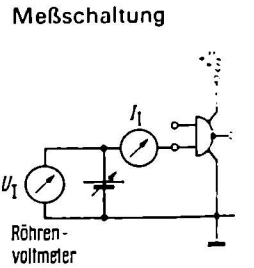
Die Übertragungskennlinie hängt von der Belastung und der Temperatur ab. Alle negierenden Schaltglieder (NAND- und NOR-Glieder) zeigen einen qualitativ ähnlichen Verlauf. Die nicht gemessenen Eingänge müssen bei NAND-Schaltgliedern auf H-Potential oder offen sein und bei NOR-Schaltgliedern auf L-Potential liegen.
Aus der Übertragungskennlinie lassen sich auch die Werte der typischen Logikpegel und des statischen Störabstandes entnehmen.

I.3.2 Eingangskennlinie

Sie gibt den Zusammenhang zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung an.

Bild 2 zeigt die typische Eingangskennlinie eines Schaltgliedereinganges bei Raumtemperatur die zugehörige Meßschaltung und die äquivalente Eingangsschaltung mit dem Lastfaktor 1. Entsprechend den 3 Quadranten, in dem die Kennlinie verläuft, sind 3 Bereiche zu unterscheiden. Der H-Bereich liegt im 1. Quadranten und kennzeichnet den Sperrzustand des Eingangstransistors. Der Durchbruch der Basis-Emitter-Strecke erfolgt bei einer typischen Spannung von 8 bis 9 V. Daher ist die maximal zulassige Eingangsspannung auf U_I = 5,5 V begrenzt. Dies gilt sowohl absolut als auch zwischen 2 Eingangsemittern desselben Schaltgliedes.





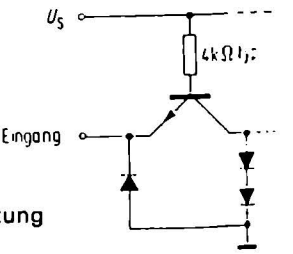
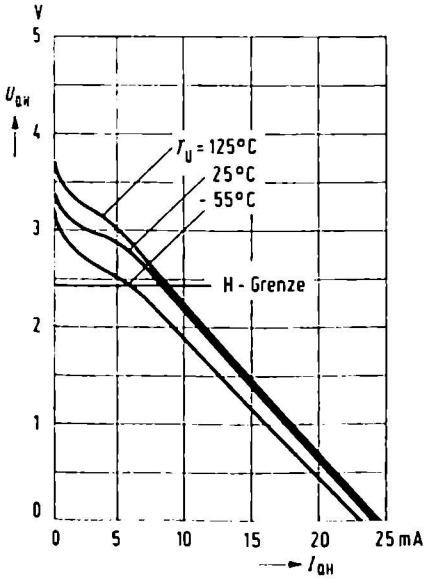


Bild 2 Eingangskennlinie eines Schaltglieder-Einganges $I_I = f(U_I)$ bei U_S = 5 V und äquivalente Eingangsschaltung

Der Eingangsstrom von typ. 10 µA fließt in den Eingang hinein (Sperrstrom).
Bei einem Schwellwert von $U_I \approx 1{,}5$ V wird der Eingangstransistor leitend, und der Eingangsstrom fließt jetzt aus dem Schaltglied heraus. Dies entspricht dem Durchlaßbereich des Transistors (4. Quadrant). Bei negativen Eingangsspannungen wird die Klemmdiode leitend, und der Eingangsstrom nimmt stark zu (3. Quadrant). Damit die zulässige Gesamtverlustleistung des Schaltgliedes (ca. 0,5 W pro Gehäuse) nicht überschritten wird, sind Eingangsgleichspannungen $-U_I > 1{,}5$ V und Eingangsströme $-I_I > 30$ mA nicht zulässig.
Die Eingangskennlinie ist von der Ausgangsbelastung unabhängig, da Schaltglieder rückwirkungsfrei sind.

I.3.3 Ausgangskennlinie

Da der Ausgangszustand eines Schaltgliedes vom Eingang festgelegt wird, gibt es zwei Ausgangskennlinien. Bild 3 zeigt die Kennlinie für den H- und Bild 4 für den L-Zustand. Die äquivalente Ausgangsschaltung einer Gegentaktstufe ist in Bild 4a dargestellt. Beide Kennlinien sind abhängig von der Ausgangsbelastung F_Q und von der Temperatur.
Bei Belastung eines Ausgangs mit systemeigenen TTL-Eingangen fließt nur der verhaltnismäßig geringe Eingangsstrom dieser Schaltglieder. Er beträgt bei einer Ausgangsbelastung von $F_Q = 10$ maximal 400 µA. Das Ausgangspotential verringert sich dabei nur um 0,1 V.
Der Ausgangsstrom I_Q fließt hier aus dem Schaltglied heraus. Ein gleichzeitiger Kurzschluß mehrerer Ausgange ist unzulassig. Die Kurzschlußdauer an einem Ausgang darf 1 s nicht überschreiten.



Meßschaltung

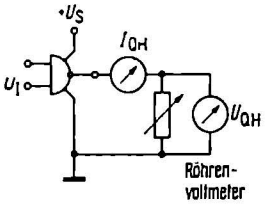


Bild 3 Ausgangskennlinien des H-Zustandes eines Schaltgliedes $U_{QH} = f(I_{QH})$ bei $U_S = 5$ V $U_I = 0{,}4$ V

Soll der TTL-Ausgang eine systemfremde Last wie z. B. einen NPN-Treibertransistor ansteuern, so muß der Basisstrom entsprechend der Kurve Bild 3 dimensioniert werden. Ist eine höhere Stromentnahme erforderlich, so sind Leistungsschaltglieder bzw. Treiberstufen zu verwenden.

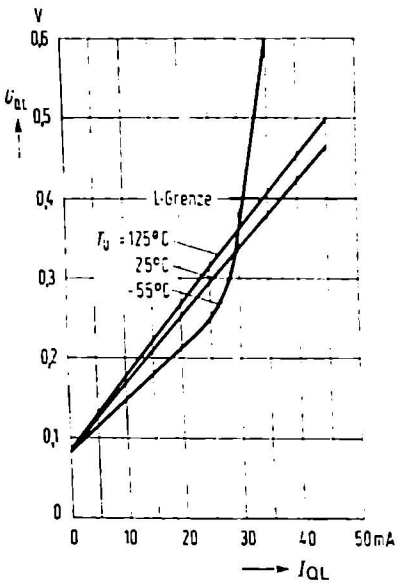
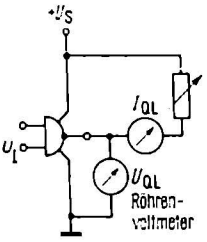


Bild 4 Ausgangskennlinie des L-Zustandes eines Schaltgliedes. $U_{QL}=f(I_{QL})$ bei $U_S=5$ V, $U_I=2{,}4$ V

Meßschaltung



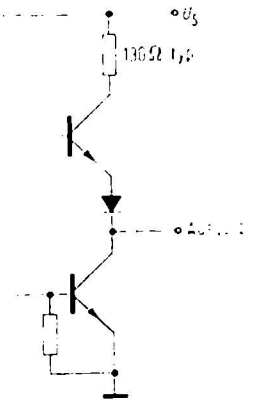


Bild 4a äquivalente Ausgangsschaltung

Hier fließt der Strom in das Schaltglied hinein, so daß I_{QL} negativ wird.
Bei einem Strom von 16 mA beträgt die garantierte Ausgangsspannung $U_{QL}\leqq 0{,}4$ V (L-Grenze) Aus der Eingangskennlinie, Bild 2, ist zu entnehmen, daß aus einem auf L liegenden Eingang ca. 1 mA (typisch) Strom herausfließt. Dies ergibt bei $F_Q=10$ ein $U_{QL}=0{,}2$ V.
Ein TTL-Ausgang kann im L-Zustand betragsmäßig mehr Strom aufnehmen als er im H-Zustand liefert. Daher ist es bei größeren Strömen vorteilhafter einen PNP-Transistor zu verwenden, da dann der Basisstrom maximal 16 mA pro Ausgang betragen darf. Beim Leistungsgatter darf dann entsprechend der Basisstrom pro Ausgang maximal 48 mA betragen.

I.4 Logische Daten

I.4.1 Eingangslastfaktor F_I

Der Eingangslastfaktor (fan-in) gibt die Belastung eines Einganges an, da sowohl im L- als auch im H-Zustand Eingangsströme fließen. Diese Ströme liegen pro Gattereingang für den L-Eingangszustand (=0,4 V) bei maximal 1,6 mA und für den H-Eingangszustand (=2,4 V) bei max. 40 µA.

Die Werte sind gleichbedeutend mit einer Eingangslast von 1 und gelten über den vollen Arbeitstemperaturbereich. $F_I=3$ bedeutet dann z. B. einen L-Eingangsstrom von $-I_{IL}=3 \cdot (1{,}6\ mA)=4{,}8\ mA$ und einen H-Eingangsstrom von $I_{IH}=3 \cdot 40\ \mu A=120\ \mu A$. Eingangslastfaktoren von 2, 3 und höher kommen hauptsächlich bei Flipflop (R-, S- und T- Eingänge) und höher integrierten Bausteinen vor. Sie müssen bei der Schaltungsauslegung besonders beachtet werden, damit der Ausgangslastfaktor der treibenden Schaltung nicht überschritten wird.

I.4.2 Ausgangslastfaktor F_O

Unter dem Ausgangslastfaktor (fan-out) versteht man den Faktor, welcher angibt, wie oft ein Ausgang den Eingangsstrom eines Eingangs mit $F_I=1$ übernehmen kann. Dabei wird oft unterschieden zwischen dem L- und dem H-Ausgangslastfaktor. Wenn im Datenblatt nicht anders angegeben, dann ist für beide Logikzustände $F_O=10$ für Standardgatter und $F_O=30$ für Leistungsgatter.

II. Beschreibung der dynamischen Daten

II.1 Signal-Laufzeiten und Signal-Übergangszeiten

Die Signal-Lauf- und -Übergangszeiten der einzelnen Digitalbausteine bestimmen die maximale Arbeitsgeschwindigkeit einer Anlage. Kapazitive Belastung der Ausgänge oder große Leitungslängen erhöhen die Signalzeiten und verringern somit auch die Geschwindigkeit.
Für die dynamische Störsicherheit ist die Flankensteilheit des Ausgangssignals entscheidend. Sie nimmt mit flacher werdender Flanke zu.
Die Signal-Laufzeit t_{PLH} gibt die Impulsverzögerung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung an, wenn der Ausgang von L nach H wechselt. Entsprechendes gilt für die Signal-Laufzeit t_{PHL} bei der der Ausgang von H auf L schaltet.
Die Messung der Signal-Laufzeiten ist auf den 1,5 V-Pegel bezogen, der im steilen Teil der Übertragungskennlinie (Bild 1) zwischen dem H- und L-Zustand liegt.
Die Signal-Übergangszeiten t_{TLH} und t_{THL} der Impulsflanken werden zwischen den 90%- und 10%-Punkten ermittelt.

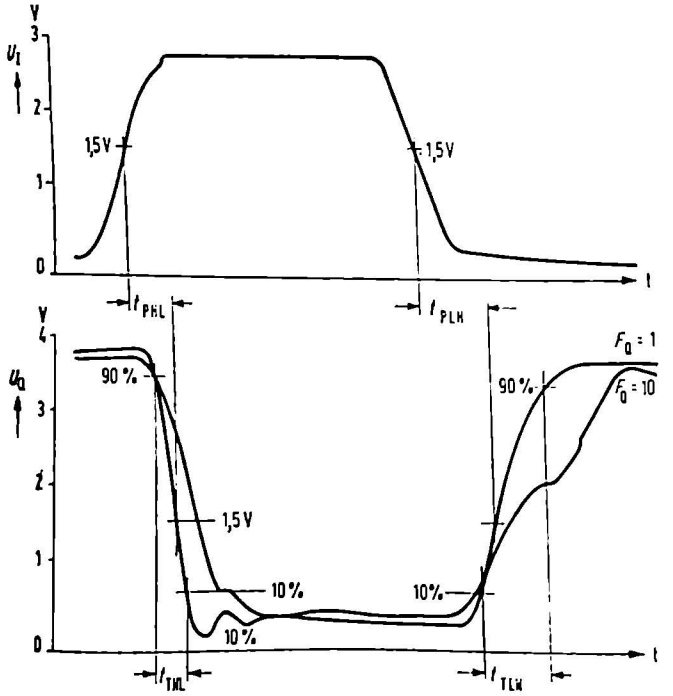


Bild 5 Verlauf der Schaltvorgänge mit Signal-Laufzeit und Signal-Übergangszeit, gemessen an einem typischen Schaltglied aus dem Baustein FLH 101 bei 25 °C

Die mittlere Signal-Laufzeit t_p ist definiert durch

$$t_p = \frac{t_{PLH} + t_{PHL}}{2}$$

Bei typischen Schaltgliedern der Serie FL 100 beträgt t_p 10 ns. Sie gibt an, welche Durchlaufzeit bei einem Schaltglied im Mittel angesetzt werden kann.

Die Bilder 6 bis 8 zeigen die Signal-Laufzeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur bei verschiedener kapazitiver Belastung, gemessen mit $U_S = 5$ V und $F_O = 10$ an typischen Schaltgliedern.

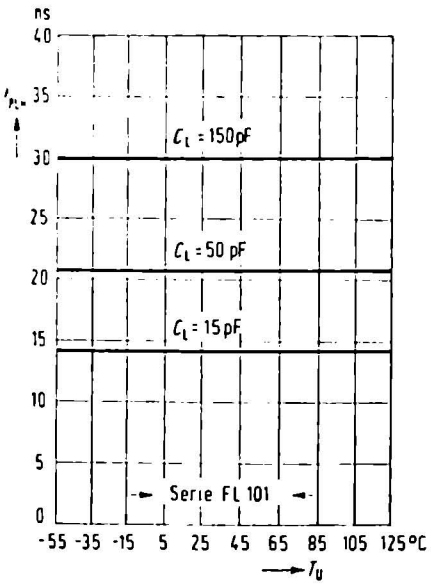


Bild 6 Signal-Laufzeit $t_{PLH} = f(T_U)$

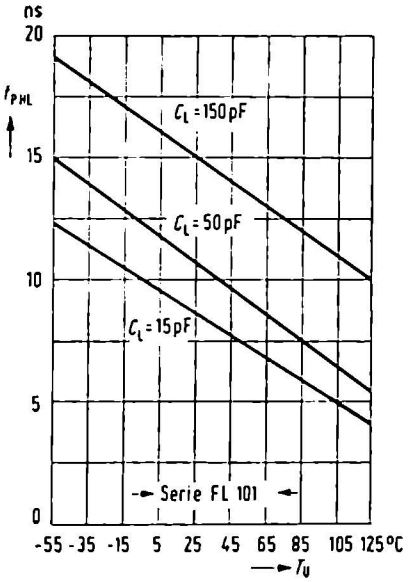


Bild 7 Signal-Laufzeit $t_{PHL} = f(T_U)$

11.2 Paarlaufzeit

Die Paarlaufzeit t_{PD} gibt die Signalverzögerung an, die zwei hintereinandergeschaltete Verknüpfungsglieder bewirken. Da jedes Schaltglied invertiert, entsteht am Ende der Kette ein verzögertes Signal, das mit der Eingangsspannung U_I phasengleich ist. Ein Vergleich dieses Signals mit dem ursprünglichen ergibt die Paarlaufzeit, die durch eine Einschaltverzögerung und eine Ausschaltverzögerung entsteht. Es gilt dann:

$$\text{Paarlaufzeit } t_{PD} = t_{PLH} + t_{PHL} = 2\,t_p$$

Bei taktgesteuertem System ist die Laufzeit ein Maß für das Verhältnis Taktimpuls zu Taktpause.

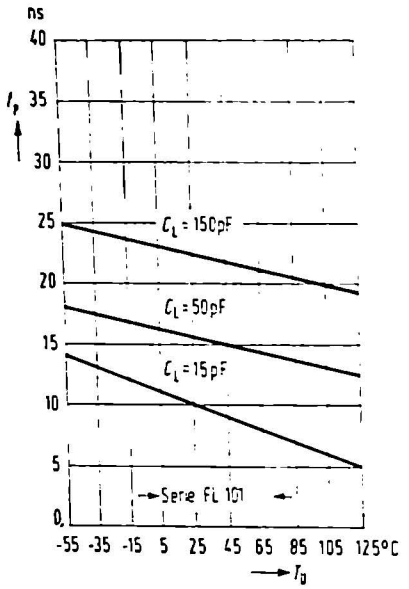


Bild 8 mittlere Signal-Laufzeit $t_p = f(T_U)$

II.3 Folgerungen

Der Verlauf der Signal-Übergangszeit ist annähernd exponentiell, da die Zeitkonstante des Anstiegs- und Abfallvorgangs ein Produkt des Ausgangswiderstandes und der Lastkapazität ist. Daraus ergibt sich auch, daß die steigende Flanke infolge des höheren Ausgangswiderstandes ($R_{QH} \approx 70\ \Omega$ gegenüber $R_{QL} \approx 15\ \Omega$) flacher verläuft als die fallende Flanke.
Längere Leitungen und TTL-Eingänge stellen eine kapazitive Last dar. Jeder Schaltgliedereingang entspricht einer Kapazität von etwa 2 pF. Bei einem Ausgangslastfaktor von $F_Q = 10$ ist dann die Belastung durch 10 parallele Eingänge 20 pF. Dies erklärt auch die Abhängigkeit der Signal-Übergangszeit vom Ausgangslastfaktor bzw. von der kapazitiven Last.
Eine kapazitive Last wird mit ungefähr 25 mA aufgeladen und mit 50 mA entladen.
Die Umladung der Belastungskapazitäten ist sowohl bei Auslegung der Stromversorgung der Leiterplatte als auch beim Festlegen der Leiterbreiten der Batteriespannungs- und der Masseleitung auf der Leiterplatte zu berücksichtigen, da sonst Spannungseinbrüche auftreten können.
Um Spannungseinbrüche auf den Leitungen der Platte zu vermeiden, ist es zu empfehlen, einen Tantal-Stützkondensator von 1 µF/35 V pro 4 bis 6 Bausteine vorzusehen.
Für die Speiseleitungen selbst sollte eine minimale Breite von 3 mm für Europa-Karten vorgesehen werden.
Als sehr günstig erweist sich eine gitterförmige Erdpotentialvermaschung, da diese sehr induktionsarm ist.

III. Störsicherheit

III.1 Statische Störsicherheit

Die statische Störsicherheit charakterisiert das Verhalten eines Schaltgliedes gegenüber Störungen, die langer als die mittlere Signal-Laufzeit einwirken. Zu den statischen Störungen gehören auch Störimpulse, deren Flanken wesentlich langsamer sind als die Signal-Laufzeit der Schaltglieder. Die statische Störsicherheit gibt den zulässigen Spannungshub an, der den logischen Zustand eines Schaltgliedes noch nicht ändert.
Die typischen Werte des statischen Störabstandes ergeben sich aus der Übertragungskennlinie (Bild 1). Die Kurve wurde bei einer Ausgangsbelastung von $F_Q = 10$ aufgenommen. Die Spannungsgrenze des H-Zustandes am Ausgang ist minimal 2,4 V und im L-Zustand maximal 0,4 V. Der typische statische Störabstand ergibt sich nun aus der Differenz der Ausgangsspannung des steuernden Schaltgliedes zur Eingangsschwellspannung U_{IS} des angesteuerten Schaltgliedes.
Für die Bausteine der Serie FL 100 ergeben sich dabei folgende typische Störabstände bezogen auf den Ausgang mit $F_Q = 10$ und $U_S = 5$ V

bei H-Signal: $U_{ssH} = U_{QH} - U_{IS} = 3{,}9\text{ V} - 1{,}3\text{ V} = 2{,}6\text{ V}$
und bei L-Signal: $U_{ssL} = U_{IS} - U_{QL} = 1{,}3\text{ V} - 0{,}25\text{ V} = 1{,}05\text{ V}$

Bild 9 zeigt die typischen Störspannungsabstände für H- und L-Signal in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur.

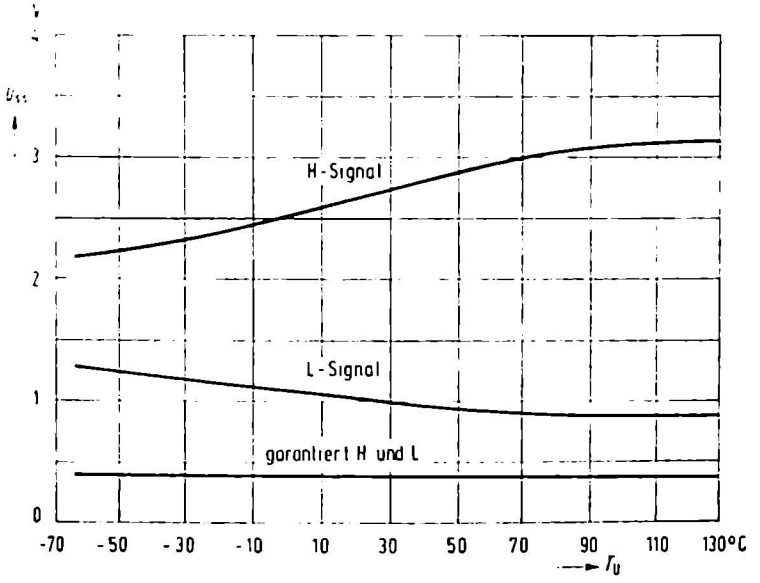


Bild 9 Störspannungsabstände $U_{SS} = f(T_U)$

Da der typische Störabstand im Übertragungsbereich zwischen L und H liegt, wird ein minimaler Störabstand garantiert.

Unter Eckbedingungen gilt dabei:

$U_{ssH} = U_{QH} - U_{IH} = 2{,}4\,V - 2{,}0\,V = 0{,}4\,V$
$U_{ssL} = U_{IL} - U_{QL} = 0{,}8\,V - 0{,}4\,V = 0{,}4\,V$

Dies bedeutet, daß in beiden logischen Zuständen eine maximal zulässige Störspannung von 0,4 V auf dem Übertragungsweg von einem Ausgang zum nächsten Eingang auftreten darf, ohne den logischen Zustand des Schaltgliedes zu beeinträchtigen. Die garantierten Werte von 0,4 V gelten bei maximalem Ausgangslastfaktor über den vollen Betriebstemperaturbereich und bei gleichzeitiger ungünstiger Variation der Betriebsspannung (worst-case).
Zum besseren Verständnis soll das nachfolgende Bild 10 in Verbindung mit dem Pegeldiagramm beitragen. Es zeigt eine Schaltgliederkette und die entsprechenden Grenzspannungspegel, aus denen sich die garantierte Störsicherheit ergibt.

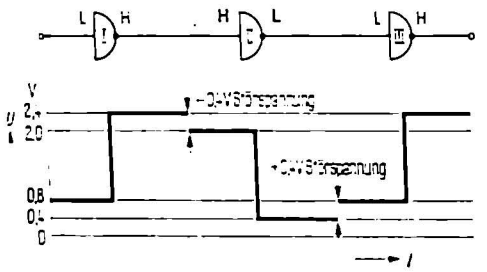


Bild 10

III.2 Dynamische Störsicherheit

Die dynamische Störsicherheit kennzeichnet das Verhalten der Digitalbausteine gegenüber Störimpulsen, deren Dauer klein ist im Vergleich zur Signal-Laufzeit. Dabei ist die eingekoppelte Störenergie – Impulsamplitude und Impulsdauer – dafür ausschlaggebend, ob der logische Zustand eines Schaltgliedes verändert wird.
Die für die Praxis wichtigsten Kriterien für die dynamische Störsicherheit sind die Eingangsempfindlichkeit und die Empfindlichkeit gegen kapazitive Störeinkopplung auf Signalleitungen, die durch Übersprechen (systemeigene Störung) oder von außen (systemfremde Störung) erfolgen kann.

III.2.1 Eingangsempfindlichkeit

Die zulässige Dauer und Amplitude eines Störimpulses am Eingang hängen von der Signal-Laufzeit t_p des Schaltgliedes ab. Bei Störimpulsen mit Impulsdauer $b >> t_p$ darf die Impulsamplitude den statischen Störabstand nicht überschreiten. Bei $b < {}^1/_2\, t_p$ darf die Störamplitude größer sein als der statische Störabstand.
Um eine gute und genügend zuverlässige Information über das dynamische Störverhalten der Schaltglieder zu erhalten, wählt man einen annähernd rechteckförmigen Störimpuls. Ein Maß für die eingekoppelte Störenergie ist dann die Spannungszeitfläche (Zeitintegral) des Rechteckimpulses. Die Impulsdauer wird bei 1,5 V gemessen. Um das Störverhalten zu ermitteln, wird die Dauer b und die Amplitude U_{St} der störenden Rechteckimpulse verändert (Bild 11).

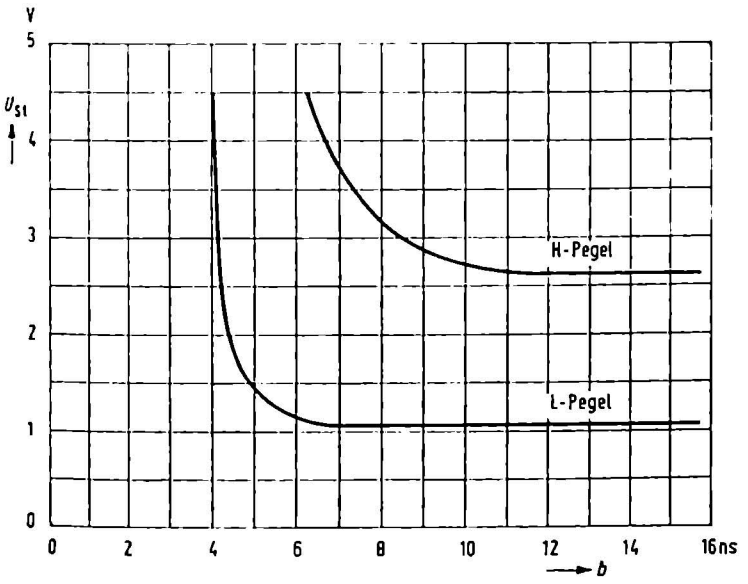


Bild 11 Typische Grenzkurven der dynamischen Störsicherheit von Schaltgliedern bei T_U=25 °C, U_S=5 V, F_O=10

Bei der Messung der dynamischen Störsicherheit ist zu unterscheiden, ob ein H-Pegel oder ein L-Pegel gestört wird. Bei H-Pegel stören nur negative Impulse und bei L-Pegel nur positive. Aus der Kurve kann man allgemein ersehen, daß bei sehr kurzzeitigen Störungen erheblich größere Störamplituden zulässig sind, als bei länger dauernden Störimpulsen. Bei Impulsen, deren Dauer wieder mit der Signal-Laufzeit vergleichbar wird, sinkt die zulassige Impulsamplitude auf den Wert der statischen Störsicherheit ab. Das Schaltglied wirkt also wie ein Tiefpaßfilter.

III.2.2. Kapazitive Störeinkopplung

Bei kapazitiven Einkopplungen von Störungen haben die Schaltglieder den Vorteil eines niederohmigen Gegentaktausgangs der im Zustand L ca. 15 Ω und im Zustand H ca. 70 Ω aufweist. Dadurch klingen Störimpulse, die auf den Leitungen zwischen den Gattern eingekoppelt werden, rasch ab.
Werden Ströme und Spannungen mit steilen Flanken auf einer Signalleitung geschaltet, dann findet eine Beeinflussung benachbarter Signalleitungen statt (Übersprechen).
Bei Übersprechstörungen, die in einer Anlage mit Digitalbausteinen auftreten, verlaufen die störenden Ein- und Ausschaltvorgange nicht abrupt, da der Innenwiderstand R_i der Störquelle nicht vernachlässigt werden kann.
Wie Bild 12 zeigt, wird die Störquelle jetzt durch ein Schaltglied gebildet. Dadurch ist die Amplitude U_{st} der Störung konstant etwa 3,8 bis 4,0 V, weil das Schaltglied Gl' nur zwischen L und H schalten kann. Der kritische Fall bei der Störung einer auf H-Potential liegenden Leitung tritt dann auf, wenn das Potential der störenden Leitung von H auf L sinkt, weil das Schaltglied Gl' an seinem Ausgang auf L geht.

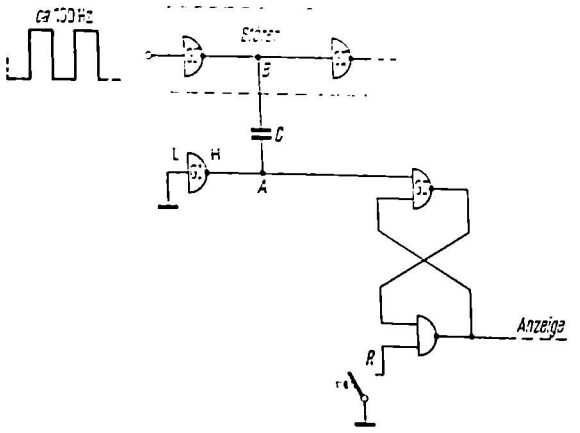


Bild 12 Schaltung zur Einkopplung und Anzeige systemeigener Störungen in kurze Leitungen zwischen Digitalschaltgliedern bei H-Pegel

Bei der in Bild 12 angegebenen Schaltung kann die Störempfindlichkeit gegen kapazitives Übersprechen auch bei H-Zustand demonstriert werden. Der Ausgang behält selbst bei einer Koppelkapazität von 1 nF den richtigen Zustand bei.
Systemeigene Störungen einer auf L-Potential liegenden Leitung können bei TTL-Schaltgliedern nicht mehr nachgewiesen werden.

Allgemeine Angaben zur TTL-Serie FL100

FL 100 ist eine Serie monolithisch integrierter Schaltungen. Die Bausteine sind in epitaktischer Planartechnik mit Untergrundschicht (buried layer) hergestellt.

Folgende Grenzdaten gelten für alle Typen:

		untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S	–0,5	7,0	V
Eingangsspannung	U_I	–1,5	5,5[1])	V
Differenzspannung zwischen zwei Eingängen	U_I		5,5[1])	V
Ausgangsspannung, wenn nicht anders angegeben	U_Q	–0,8	5,5[1])	V
Betriebstemperatur bei FL 101 (Bereich 1)	T_U	0	70	°C
Betriebstemperatur bei FL 105 (Bereich 5)	T_U	–25	85	°C
Lagertemperatur	T_S	–65	150	°C

[1]) Kann nicht sichergestellt werden, daß diese maximalen Werte eingehalten werden, so ist dafür zu sorgen, daß der Strom auf 1 mA begrenzt wird.

Hinweise zu den Datenblättern:
Die typischen Werte der Kenndaten in den Tabellen gelten für U_S = 5,0 V und T_U = 25 °C. Ein- und Ausgangsspannungen und -ströme sind jeweils pro Ein- bzw. Ausgang angegeben. Der Speisestrom I_S bezieht sich auf den gesamten Baustein. Es sollte nicht mehr als ein Ausgang kurzgeschlossen werden.
Die Serie FL 100 wird im Plastik-Steckgehäuse geliefert (siehe Bauformzeichnungen).
Eine standige Erweiterung der Serie ist vorgesehen.

Anwendungshinweise

Schaltglieder:
Anstiegs- und Abfallzeiten von Eingangssignalen sollen kleiner 1 µs, die Impulsbreite größer 30 ns sein.
Nicht verwendete Eingänge können mit einem benutzten Eingang desselben Schaltgliedes verbunden werden.

Flipflop:
Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Taktimpulses sollen bei flankengetriggerten Flipflop kleiner 250 ns, bei Master-Slave-Flipflop kleiner 500 ns sein.
Bei Schieberegistern und Zählern bestehend aus Master-Slave-Flipflop ist eine Anstiegs- bzw. Abfallzeit der Taktimpulse unter 100 ns erforderlich.
Bei Schieberegister und Zähler aufgebaut mit D-Flipflop wird eine maximale Taktanstiegszeit von 25 ns empfohlen.

FLH 101 – 7400
FLH 105 – 8400

Bestellbezeichnungen

FLH 101: Q67000-H1
FLH 105: Q67000-H155

Vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen

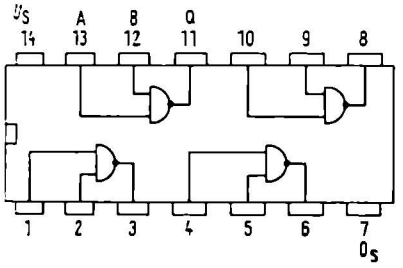
Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	Prüf-schal-tung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Ein-heit
Speisespannung	U_S			4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	1	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V	2			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA				1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V, U_{IL}=0,8 V, $-I_{QH}$=400 µA	2	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V, U_{IH}=2 V, I_{QL}=16mA	1		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}			0,4	1		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V | U_S	3			40	µA
pro Eing.	I_I	U_I=5,5 V | =5,25 V	3			1	mA
L-Eingangsstrom pro Eing.	$-I_{IL}$	U_S=5,25 V, U_{IL}=0,4 V	4			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	5	18		55	mA
H-Speisestrom	I_{SH}	U_S=5,25 V, U_I=0 V	6		4	8	mA
L-Speisestrom	I_{SL}	U_S=5,25 V, U_I=5 V	6		12	22	mA

Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C

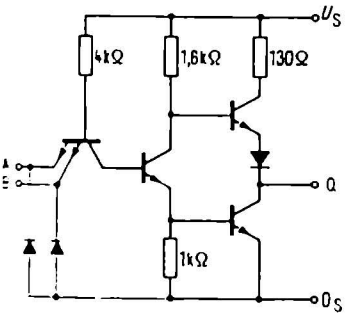
Signal-Laufzeit	t_{PHL}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω	22		7	15	ns
	t_{PLH}				11	22	ns

Logische Daten

Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q					10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I					1	
Logische Funktion		$Q=\overline{A \wedge B}$					



Anschlußanordnung
Ansicht von oben



Schaltschema
(ein Glied)

FLH 121 – 7420
FLH 125 – 8420

Bestellbezeichnungen

FLH 121: Q67000-H3
FLH 125: Q67000-H157

Zwei NAND-Glieder mit je vier Eingängen

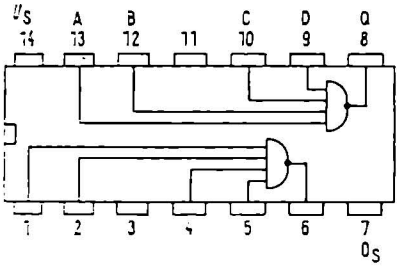
Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	Prüf-schal-tung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Ein-heit
Speisespannung	U_S			4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	1	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V	2			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA				1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V, U_{IL}=0,8 V, $-I_{QH}$=400 µA	2	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_Q	U_S=4,75 V, U_{IH}=2 V, I_{QL}=16 mA	1		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}			0,4	1		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V | U_S	3			40	µA
pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V | =5,25 V	3			1	mA
L-Eingangsstrom pro Eingang	$-I_{IL}$	U_S=5,25 V, U_{IL}=0,4 V	4			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	5	18		55	mA
H-Speisestrom	I_{SH}	U_S=5,25 V, U_I=0 V	6		2	4	mA
L-Speisestrom	I_{SL}	U_S=5,25 V, U_I=5 V	6		6	11	mA

Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C

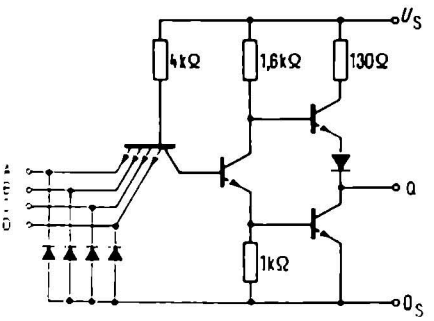
Signal-Laufzeit	t_{PHL}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω	22		8	15	ns
	t_{PLH}				12	22	ns

Logische Daten

Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q					10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I					1	
Logische Funktion		$Q=\overline{A \wedge B \wedge C \wedge D}$					



Anschlußanordnung
Ansicht von oben



Schaltschema
(ein Glied)

FLH 191 – 7402
FLH 191 S – 7402 S1
FLH 195 – 8402
FLH 195 S – 8402 S1

Bestellbezeichnungen

FLH 191: Q67000-H10
FLH 191 S: Q67000-H423
FLH 195: Q67000-H163
FLH 195 S: Q67000-H435

Vier NOR-Glieder mit je zwei Eingängen

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	Prüf-schal-tung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S			4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	7	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V	8			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA				1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V, U_{IL}=0,8 V, $-I_{QH}$=400 µA	8	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V, U_{IH}=2 V, I_{QL}=16 mA	7		0,2	0,4	V
Statistische Störsicherheit	U_{ss}			0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V | U_S	9			40	µA
pro Eingang	I_I	U_I=5,54 V | =5,25 V	9			1	mA
L-Eingangsstrom pro Eingang	$-I_{IL}$	U_S=5,25 V, U_{IL}=0,4 V	10			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25	11	18		55	mA
H-Speisestrom	I_{SH}	U_S=5,25 V, U_I=0 V	13		8	16	mA
L-Speisestrom	I_{SL}	U_S=5,25 V, U_I=5 V	12		14	27	mA

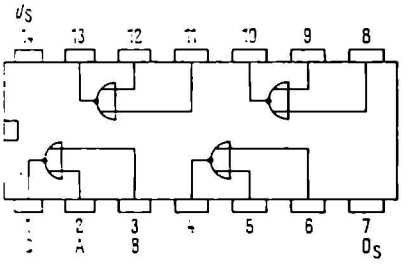
Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25°C

Signal-Laufzeit	t_{PHL}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω	22		8	15	ns
	t_{PLH}				12	22	ns

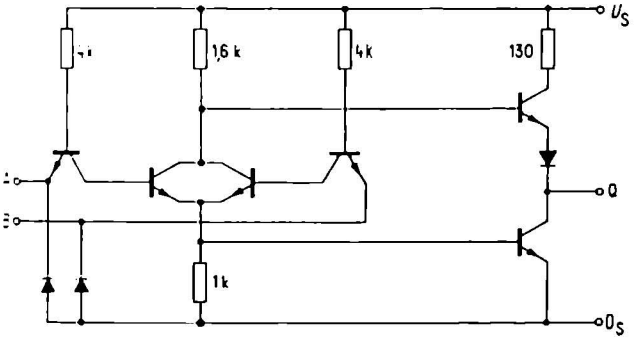
Logische Daten

Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q					10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I					1	
Logische Funktion		$Q=\overline{A \vee B}$					

FLH 191 S, FLH 195 S: wie FLH 191/195 jedoch Ausgangssperrstrom I_{QH}<500 µA bei U_Q=6,5 V



Anschlußanordnung
Ansicht von oben



Schaltschema (ein Glied)

FLH 211 – 7404
FLH 215 – 8404

Bestellbezeichnungen

FLH 211: Q67000-H153
FLH 215: Q67000-H243

Sechsfacher Inverter

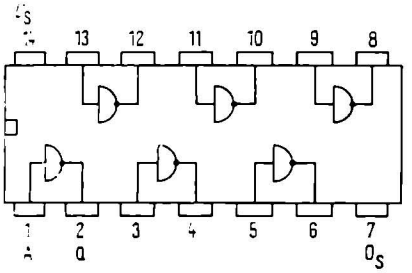
Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V U_{IL}=0,8 V $-I_{QH}$=400 µA	2,4	3,3		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V U_{IH}=2,0 V, I_{QL}=16mA		0,22	0,4	V
Statistische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V | U_S			40	µA
pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V | =5,25 V			1,0	mA
L-Eingangsstrom pro Eingang	$-I_{IL}$	U_S=5,25 V U_{IL}=0,4 V			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	18		55	mA
H-Speisestrom	I_{SH}	U_S=5,25 V U_I=0 V		6	12	mA
L-Speisestrom	I_{SL}	U_S=5,25 V U_I=5,0 V		18	33	mA

Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C

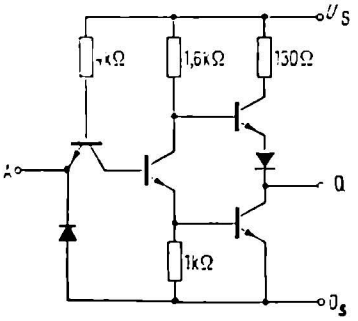
Signal-Laufzeit	t_{PHL}	C_L=15 pF		8	15	ns
	t_{PLH}	R_L=400 Ω		12	22	ns

Logische Daten

Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q				10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I				1	
Logische Funktion		$Q=\overline{A}$				



Anschlußanordnung
Ansicht von oben



Schaltschema
(ein Glied)

FLH 241 – 7483
FLH 245 – 8483

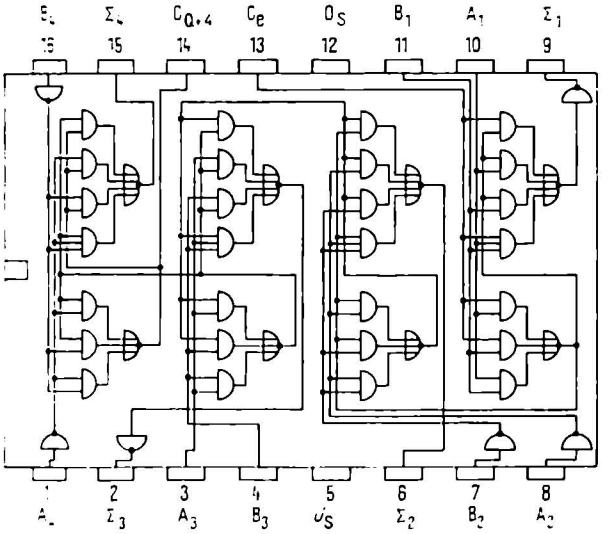
Bestellbezeichnungen
FLH 241: Q67000–J29
FLH 245: Q67000–H246

4-Bit-Volladdierer

Der Baustein FLH 241/245 ist ein 4×2-Bit-Volladdierer.
Die Summenausgänge sind für jedes Bit vorhanden, wogegen der resultierende Übertrag C_{Q+4} erst beim 4. Bit zur Verfügung steht.

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				0,8	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V	2,4	3,5		V
L-Ausgangspannung	U_{QL}	F_Q nach Tabelle		0,22	0,4	V
Eingangsstrom pro Eingang	I_I	U_S=5,25V, U_I=5,5V			1	mA
H-Eingangsstrom						
an A_1, A_3, B_1, B_3 oder C_e	I_{IH}	U_S=5,25 V			160	µA
an A_2, A_4, B_2 oder B_4	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V			40	µA
L-Eingangsstrom						
an A_1, A_3, B_1, B_3 oder C_e	$-I_{IL}$	U_S=5,25 V			6,4	mA
an A_2, A_4, B_2 oder B_4	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom						
an Σ_1, Σ_2, Σ_3 oder Σ_4, pro Ausg.	$-I_Q$	U_S=5,25 V	18		55	mA
an C_{Q+4}	$-I_Q$		18		70	mA
Stromaufnahme	I_S			78	128	mA
Schaltzeiten bei U_S=5V, T_U=25 °C						
Signal-Laufzeit						
von C_e nach Σ_1	t_{PHL}				40	ns
von C_e nach Σ_2	t_{PHL}				42	ns
von C_e nach Σ_3	t_{PHL}	C_L=15 pF			60	ns
von C_e nach Σ_4	t_{PHL}	R_L=400 Ω			55	ns
von C_e nach C_{Q+4}	t_{PHL}	bzw. 780 Ω			32	ns
von A_2 oder B_2 nach Σ_2	t_{PHL}	an C_{Q+4}		22	35	ns
von A_4 oder B_4 nach Σ_4	t_{PHL}				35	ns
Signal-Laufzeit						
von C_e nach Σ_1	t_{PLH}				34	ns
von C_e nach Σ_2	t_{PLH}				38	ns
von C_e nach Σ_3	t_{PLH}	C_L=15 pF			50	ns
von C_e nach Σ_4	t_{PLH}	R_L=400 Ω			55	ns
von C_e nach C_{Q+4}	t_{PLH}	bzw. 780 Ω		35	48	ns
von A_2 oder B_2 nach Σ_2	t_{PLH}	an C_{Q+4}			40	ns
von A_4 oder B_4 nach Σ_4	t_{PLH}				40	ns

Logische Daten						
Ausgangslastfaktor						
an C_{Q+4}	F_Q				5	
an Σ_1, Σ_2, Σ_3, oder Σ_4	F_Q				10	
Eingangslastfaktor						
an A_2, A_4, B_2 oder B_4	F_I				1	
an A_1, A_3, B_1, B_3 oder C_e	F_I				4	



Anschlußanordnung
Ansicht von oben

Logisches Verhalten

Eingänge				Ausgänge					
				C_e=L / C_2=L			C_e=H / C_2=H		
A_1 / A_3	B_1 / B_3	A_2 / A_4	B_2 / B_4	Σ_1 / Σ_3	Σ_2 / Σ_4	C_2/C_{Q+4}	Σ_1 / Σ_3	Σ_2 / Σ_4	C_2/C_{Q+4}
L	L	L	L	L	L	L	H	L	L
H	L	L	L	H	L	L	L	H	L
L	H	L	L	H	L	L	L	H	L
H	H	L	L	L	H	L	H	H	L
L	L	H	L	L	H	L	H	H	L
H	L	H	L	H	H	L	L	L	H
L	H	H	L	H	H	L	L	L	H
H	H	H	L	L	L	H	H	L	H
L	L	L	H	L	H	L	H	H	L
H	L	L	H	H	H	L	L	L	H
L	H	L	H	H	H	L	L	L	H
H	H	L	H	L	L	H	H	L	H
L	L	H	H	L	L	H	H	L	H
H	L	H	H	H	L	H	L	H	H
L	H	H	H	H	L	H	L	H	H
H	H	H	H	L	H	H	H	H	H

Anmerkung:
C_2=interner Übertrag der 2. Stufe (nicht herausgeführt)
Die Eingangsbedingungen an A_1, A_2, B_1, B_2 und C_e werden zur Bestimmung der Ausgänge Σ_1 und Σ_2 und des internen Übertrags C_2 benützt.
Die Bedingungen an C_2, A_3, B_3, A_4 und B_4 bestimmen die Ausgänge Σ_3, Σ_4 und C_{Q+4}.

FLH 381 – 7408
FLH 385 – 8408
FLH 391 – 7409
FLH 395 – 8409
FLH 391 T – 7409 S1
FLH 395 T – 8409 S1

Bestellbezeichnungen

FLH 381: Q67000-H398
FLH 385: Q67000-H402
FLH 391: Q67000-H399
FLH 395: Q67000-H425
FLH 391 T: Q67000-H720
FLH 395 T: Q67000-H846

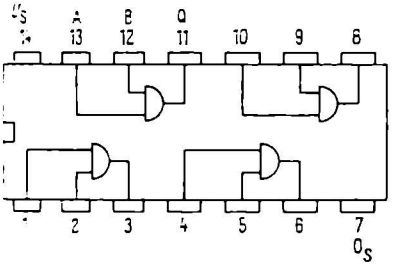
Vier UND-Glieder mit je zwei Eingängen

FLH 381/385 mit Gegentaktausgang
FLH 391/395 mit offenem Kollektorgausang
FLH 391/395 T mit offenem Kollektorausgang 15 V/250 µA

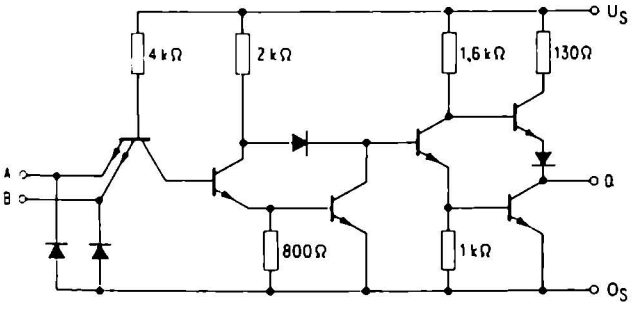
Die Bausteine FLH 391/5, T sind für wired-AND-Verknüpfungen geeignet. Dabei gelten die gleichen Formeln und Tabellen wie für den FLH 201/5.

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung bei FLH 381/385	U_{QH}	U_S=4,75 V U_{IH}=2,0 V $-I_{QH}$=800 µA	2,4	3,4		V
H-Ausgangsstrom bei FLH 391/395	I_{QH}	U_S=4,75 V U_{IH}=2 V, U_{QH}=5,5 V			250	µA
bei FLH 391/395 T	I_{QH}	U_{IH}=2 V, U_{QH}=15 V			250	µA
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V U_{IL}=0,8 V, I_{QL}=16 mA		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom,	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V U_S			40	µA
pro Eingang	I_I	U_S=5,5 V =5,25 V			1,0	mA
L-Eingangsstrom,	$-I_L$	U_S=5,25 V			1,6	mA
pro Eingang		U_{IL}=0,4 V				
Kurzschlußausgangsstrom	$-I_Q$	U_S=5,25 V	17		55	mA
pro Ausgang bei FLH 381/385						
H-Speisestrom	I_{SH}	U_S=5,25 V, U_I=5 V		11	21	mA
L-Speisestrom	I_{SL}	U_S=5,25 V, U_I=0 V		20	30	mA
Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C						
Signal-Laufzeit	t_{PHL}	C_L=15 pF R_L=400 Ω		17,5	27	ns
bei FLH 381/385	t_{PLH}			12	19	ns
Signal-Laufzeit	t_{PHL}			21	32	ns
bei FLH 391/395,T	t_{PLH}			16	29	ns
Logische Daten						
H-Ausgangslastfaktor pro Ausgang bei FLH 381/385	F_{QH}				20	
L-Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_{QL}				10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I				1	
Logische Funktion		$Q=A \wedge B$				

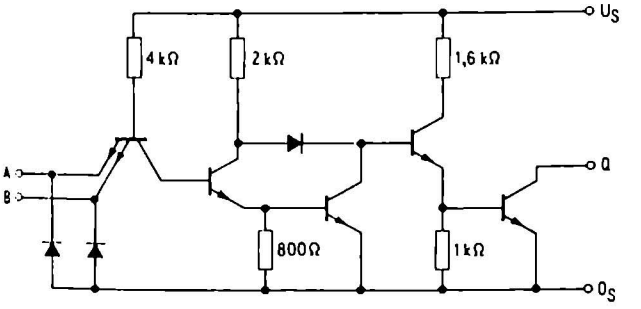
FLH 381
FLH 385
FLH 391
FLH 395
FLH 391 T
FLH 395 T



Anschlußanordnung
Ansicht von oben



FLH 381/385
Schaltschema
(ein Glied)



FLH 391/395, T
Schaltschema
(ein Glied)

FLJ 121 – 7473
FLJ 125 – 8473

Bestellbezeichnungen

FLJ 121: Q67000–J3
FLJ 125: Q67000–J79

Zwei JK-Master-Slave-Flipflop mit Rückstelleingang

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	Prüfschaltung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S			4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	24	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V				0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75V, $-I_I$=12mA				1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$-I_{QH}$=400 µA, U_S=	24	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL}=16 mA, 4,75 V	24		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}			0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom an J oder K	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V	25			40	µA
	I_I	U_I=5,5 V, U_S	25			1	mA
H-Eingangsstrom an R oder T	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S	25			80	µA
	I_I	U_I=5,5 V, =5,25 V	25			1	mA
L-Eingangsstrom an J, K,	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V	26			1,6	mA
an R oder T	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V	26			3,2	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_{QH}$	U_S=5,25 V	28	18		57	mA
Speisestrom	I_S	U_S=5,25 V, U_I=5 V	25		20	40	mA

Schaltzeiten U_S=5 V, T_U=25 °C

Taktimpulsdauer	t_{pT}			20			ns
Rückstellimpulsdauer	t_{pR}			25			ns
Vorbereitungszeit	t_V		29	t_{pT}			
Haltezeit	t_H			0			
Maximale Zählfrequenz	f_Z		29	15	20		MHz
Signal-Laufzeit von T nach Q	t_{PHL}	C_L=15 pF,	29	10	25	40	ns
	t_{PLH}	R_L=400 Ω	29	10	16	25	ns
Signal-Laufzeit von R nach $\bar{Q}$	t_{PHL}		30		25	40	ns
	t_{PLH}		30		16	25	ns

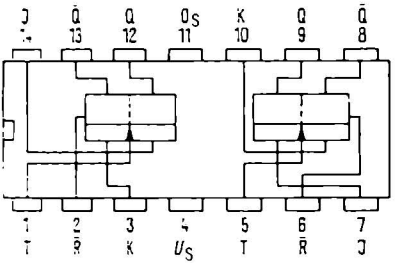
Logische Daten

Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q		10
Eingangslastfaktor an J oder K	F_I		1
an R oder T	F_I		2

Bei Entwicklungen empfohlen: **FLJ 521**

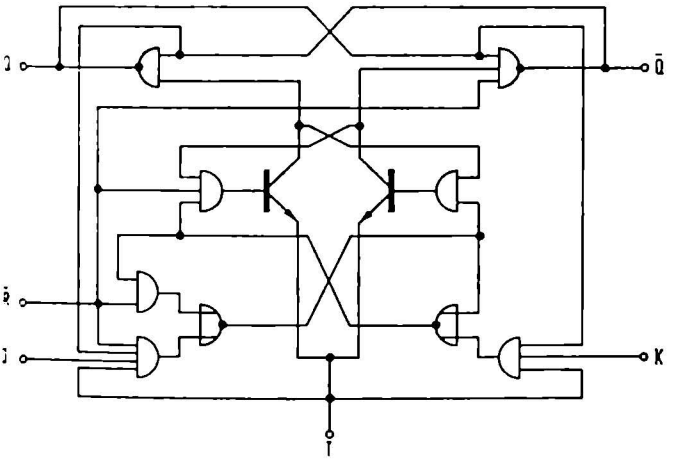
FLJ 121
FLJ 125

Anschlußanordnung Ansicht von oben



Taktimpuls

(1) Slave v. Master trennen
(2) Signal v. J und K in Master eingeben
(3) J- und K-Eingänge sperren
(4) Information von Master nach Slave übertragen



Blockschaltbild (ein Flipflop)

Q, $\bar{Q}$ = Ausgänge
$\bar{R}$ = Rückstelleingang
T = Takteingang

Logisches Verhalten
(jedes Flipflop)

t_n		t_{n+1}
J	K	Q
L	L	Q
L	H	L
H	L	H
H	H	$\bar{Q}_n$

t_n = Zeitpunkt vor dem Taktimpuls
t_{n+1} = Zeitpunkt nach dem Taktimpuls

L-Potential an $\bar{R}$ bringt Q auf L-Signal
$\bar{R}$ arbeitet unabhängig von T

FLJ 161 – 7490 A
FLJ 165 – 8490 A

Bestellbezeichnungen

FLJ 161: Q67000–J10
FLJ 165: Q67000–J85

Dezimalzähler

Der Baustein FLJ 161/165 besteht aus einem zweifachen Teiler und einem fünffachen Teiler. Bei Verwendung als Dekadenzähler muß der Ausgang des zweifachen Teilers Q_A mit dem Eingang des fünffachen Teilers B verbunden werden.

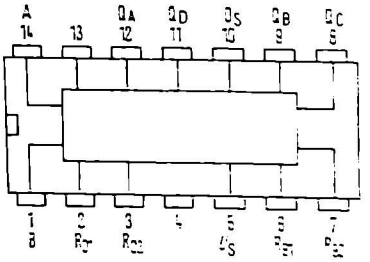
Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$-I_{QH}$=800 µA, U_S=4,75 V	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	I_{QL}=16 mA, U_S=4,75 V		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
Eingangsstrom pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V			1	mA
H-Eingangsstrom						
an R_{01}, R_{02}, R_{91}, R_{92}	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S=5,25 V			40	µA
an A	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S=5,25 V			80	µA
an B	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S=5,25 V			160	µA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V, U_S=5,25 V			1,6	mA
an R_{01}, R_{02}, R_{91}, R_{92}						
an A	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V, U_S=5,25 V			3,2	mA
an B	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V, U_S=5,25 V			4,8	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	18		57	mA
Speisestrom	I_S	U_S=5,25 V, U_I=4,5 V		29	42	mA

Schaltzeiten bei U_S=5V, T_U=25 °C		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Zählimpulsdauer an A	t_{pZ}		15			ns
Zählimpulsdauer an B	t_{pZ}		30			ns
Rückstellimpulsdauer	t_{pR}		15			ns
Maximale Zählfrequenz an A	f_Z		32	42		MHz
Maximale Zählfrequenz an B	f_Z	C_L=15pF	16			MHz
Signal-Laufzeit von	t_{PHL}	R_L=400Ω		34	50	ns
A nach Q_D	t_{PLH}			32	50	ns
Signalübergangszeit an A oder B	t_T				100	ns

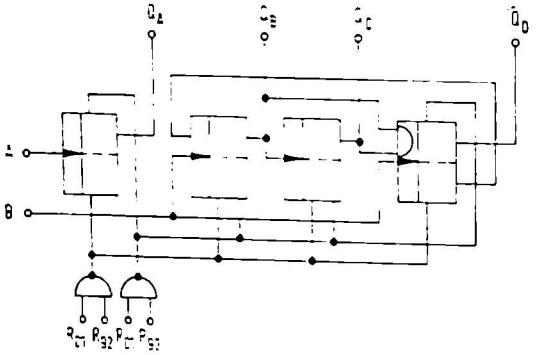
Logische Daten

H-Ausgangs-Lastfaktor pro Ausgang	F_{QH}				20	
L-Ausgangs-Lastfaktor pro Ausgang	F_{QL}				10	
Eingangslastfaktor						
an R_{01}, R_{02}, R_{91} oder R_{92}	F_I				1	
an A	F_I				2	
an B	F_I				4	

FLJ 161
FLJ 165



Anschlußanordnung
Ansicht von oben
A, B=Zähleingänge
R_{01}–R_{92}=Rückstelleingänge
Q=Ausgänge



Blockschaltbild

Logisches Verhalten als Dezimalzähler
(Q_A und B verbunden)

Zählfolge	Ausgänge Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

Rückstellen/Zählen
(X = H- oder L-Signal)

Rückstelleingänge R_{01}	R_{02}	R_{91}	R_{92}	Ausgänge Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	zählen			
L	X	L	X	zählen			
L	X	X	L	zählen			
X	L	L	X	zählen			

Bestellbezeichnungen

FLJ 221: Q67000–J32
FLJ 225: Q67000–J252

FLJ 221 – 7491A
FLJ 225 – 8491A

8-Bit-Serienschieberegister

Der Baustein FLJ 221/225 ist ein 8-Bit Schieberegister mit Serienein- und -ausgabe. Sie ermoglichen Speicherung und Ubertragung von Daten bis zu einer Taktfrequenz von typisch 18 MHz. An der positiven Flanke des Taktimpulses wird die Information zum Ausgang geschoben. Dadurch eignet sich dieses Schieberegister in Schaltungen mit flankengesteuerten Bausteinen wie FLJ 101/105 und FLJ 141/145.

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V, $-I_{QH}$=400 µA	2,4	3,5		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V, I_{QL}=16 mA		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S=5,25 V			40	µA
pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V, U_S=5,25 V			1,0	mA
L-Eingangsstrom pro Eingang	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	18		57	mA
Speisestrom	I_S	U_S=5,25 V, U_I=4,5 V		35	58	mA

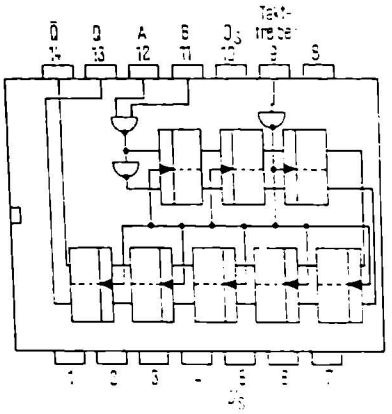
Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C

Taktimpulsdauer	t_{pT}		25			ns
Vorbereitungszeit	t_V		25			ns
Haltezeit	t_H		0			ns
Maximale Zählfrequenz	f_Z	C_L=15 pF, R_L=400 Ω	10	18		MHz
Signal-Laufzeit von T nach Q	t_{PHL}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω		27	40	ns
	t_{PLH}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω		24	40	ns

Logische Daten

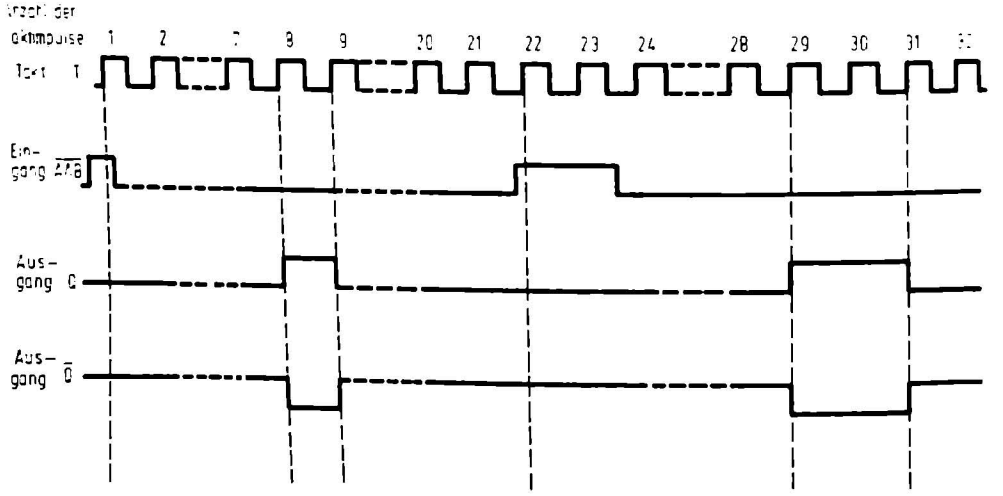
Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q		10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I		1	

FLJ 221
FLJ 225



Anschlußanordnung
Ansicht von oben
A, B = Serieneingänge
Q, $\bar{Q}$ = Ausgänge
T = Takteingang

Impulsdiagramm



Bestellbezeichnungen

FLJ 241: Q67000-J174
FLJ 245: Q67000-J201

FLJ 241 – 74192
FLJ 245 – 84192

Dezimaler Umkehrzähler mit getrennten Takteingängen

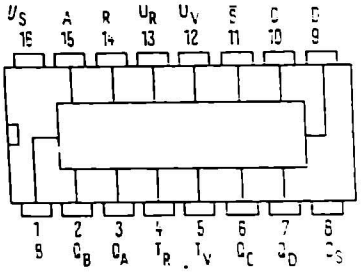
Der Baustein FLJ 241/245 ist ein synchroner Vorwärts-Rückwärts-Dezimalzähler mit Stell- und Rückstelleingängen. Zum Löschen wird der Rückstelleingang R kurzzeitig auf H gelegt. Bei L am Stelleingang S wird die an den Eingängen A bis D liegende Information übernommen. Vorwärts- und Rückwärtszählen erfolgt durch die jeweiligen Takteingänge, wobei der nicht verwendete Takteingang sowie der Stelleingang auf H-Signal und der Rückstelleingang auf L-Signal liegen müssen. Bei mehrstelligen Zählern wird der positive und der negative Übertragsausgang mit den Takteingängen des nachfolgenden Zählers verbunden.

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V	2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_S=4,75 V, $-I_{QH}$=400 µA	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V, I_{QL}=16 mA		0,2	0,4	V
Statische Störsicherheit	U_{ss}		0,4	1,0		V
H-Eingangsstrom, pro Eingang	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V, U_S			40	µA
	I_I	U_I=5,5 V, U_S=5,25 V			1,0	mA
L-Eingangsstrom, pro Eingang	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V			1,6	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_S=5,25 V	18		65	mA
Speisestrom	I_S	U_S=5,25 V		65	102	mA

Schaltzeiten bei U_S=5 V, T_U=25 °C						
Taktimpulsdauer	t_{PT}		20			ns
Vorbereitungszeit an A, B, C, D	t_V		20			ns
Haltezeit an A, B, C, D	t_H		0			ns
Maximale Zählfrequenz	f_Z		25	32		MHz
Signal-Laufzeit						
von T nach Q	t_{PHL}			31	47	ns
	t_{PLH}			25	38	ns
von T nach Ü	t_{PHL}	C_L=15 pF, R_L=400 Ω		16	24	ns
	t_{PLH}			17	26	ns
von $\overline{S}$ nach Q	t_{PHL}			29	40	ns
	t_{PLH}			27	40	ns
von R nach Q	t_{PHL}			22	35	ns

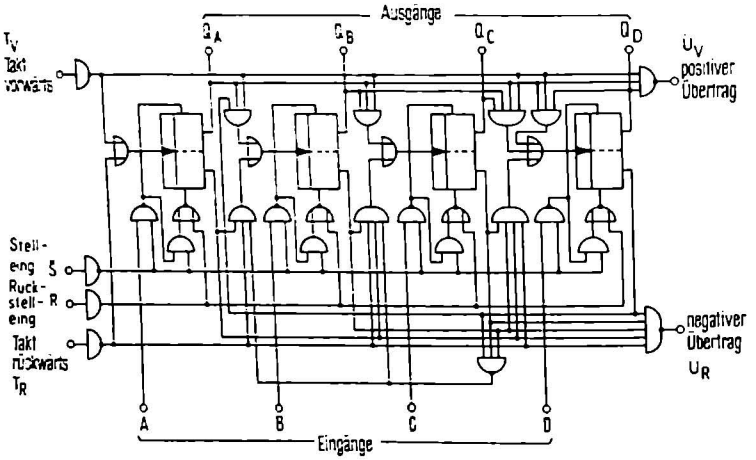
Logische Daten						
Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_Q				10	
Eingangslastfaktor pro Eingang	F_I				1	

FLJ 241
FLJ 245

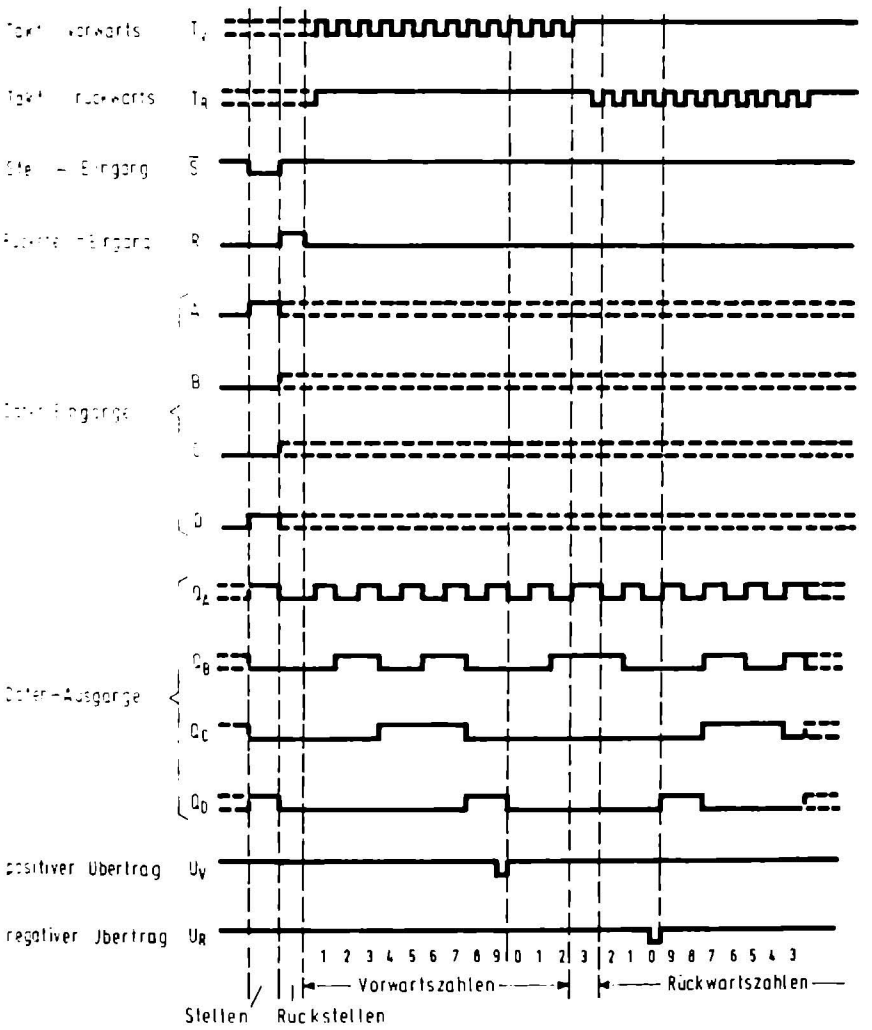


Anschlußanordnung
Ansicht von oben

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



FLK 111 – 74122
FLK 115 – 84122
FLK 121 – 74123
FLK 125 – 84123

Bestellbezeichnungen

FLK 111:	Q67000-K27
FLK 115:	Q67000-K28
FLK 121:	Q67000-K29
FLK 125:	Q67000-K30

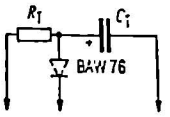
Nachtriggerbare monostabile Kippstufen

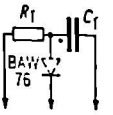
FLK 111, FLK 115: Nachtriggerbare monostabile Kippstufe mit Rückstelleingang
FLK 121, FLK 125: Zwei nachtriggerbare monostabile Kippstufen mit Rückstelleingang

Die A-Eingänge triggern die Kippstufe bei Übergang von H auf L wahrend die anderen Eingänge auf H liegen.
Die B-Eingänge triggern bei Übergang von L auf H, während A auf L und $\bar{R}$ auf H liegt.
Bei L am Rückstelleingang $\bar{R}$ sind die Eingänge gesperrt und die Ausgänge Q ($\bar{Q}$) gehen auf L (H zurück.
Die Bausteine können in getriggertem Zustand erneut getriggert werden, so daß die Dauer des Ausgangsimpulses vom letzten Triggerimpuls bestimmt wird (siehe Impulsdiagramm).
Die Ausgangsimpulsdauer t_Q ist im wesentlichen eine Funktion der Zeitkomponenten R_T und C_T.
Die Kapazität C_T wird zwischen Anschluß H und J (positiv) gelegt, der Widerstand R_T zwischen J und U_S.
Beim Baustein FLK 111/115 ist zusätzlich ein interner Widerstand von nominal 10 kΩ am Anschluß G verfügbar.
Die Ausgangsimpulsdauer t_Q für $C_T \leqq 1000$ pF ist aus dem Diagramm ersichtlich.
Eine Schutzdiode BAW 76 am Anschluß J ist erforderlich, wenn die Rückstellfunktion bei Kapazitäten $C_T > 1$ nF benützt wird oder wenn Elektrolytkondensatoren verwendet werden. Der Widerstand R_T darf dabei max. 30 kΩ betragen. Die Ausgangsimpulsdauer ergibt sich dann zu:

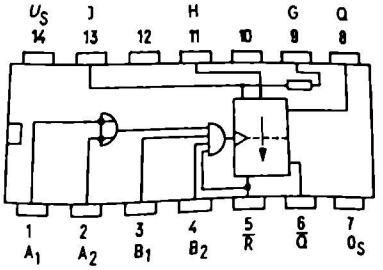
$$t_Q = K \cdot R_T \cdot C_T \cdot \left(1 + \frac{0{,}7}{R_T}\right)$$

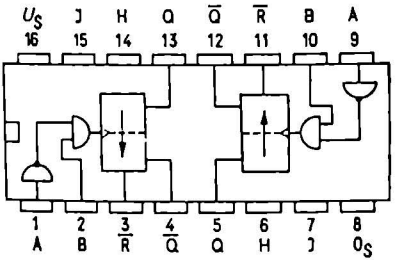
wobei R_T in kΩ
C_T in pF
t_Q in ns
K = 0,32 für FLK 111
K = 0,28 für FLK 121





Anschlußanordnungen, Ansicht von oben





Statische Kenndaten
im Temperaturbereich 1 und 5

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_s		4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_s=4,75 V	2			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_s=4,75 V			0,8	V
Eingangsklemmenspannung	$-U_I$	U_s=4,75 V, $-I_I$=12 mA			1,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	U_s=4,75 V, $-I_Q$ =800 mA	2,4	3,4		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_s=4,75 V, I_Q=16 mA		0,2	0,4	V
Eingangsstrom pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V U_s=5,25 V			1	mA
H-Eingangsstrom an A oder B	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V			40	µA
an $\bar{R}$	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V			80	mA
L-Eingangsstrom an A oder B	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V			1,6	mA
an $\bar{R}$	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V			3,2	mA
Kurzschlußausgangsstrom pro Ausgang	$-I_Q$	U_s=5,25 V	10		40	mA
Speisestrom (FLK 111, 115)	I_s	U_s=5,25 V		23	28	mA
(FLK 121, 125)	I_s			16	66	mA

Schaltzeiten bei U_s=5 V; T_U=25 °C

Haltezeit	t_H		40			ns
Vorbereitungszeit	t_V		40			ns
Rückstellimpulsdauer	t_{pR}		40			ns
Signal-Laufzeit von A nach Q	t_{PLH}			22	33	ns
von B nach Q	t_{PLH}			19	28	ns
von A nach $\bar{Q}$	t_{PHL}			30	40	ns
von B nach $\bar{Q}$	t_{PHL}	C_T=0; R_T=5 kΩ		27	36	ns
von $\bar{R}$ nach Q	t_{PHL}	C_L=15 pF; R_L=400 Ω		18	27	ns
von $\bar{R}$ nach $\bar{Q}$	t_{PLH}			30	40	ns
Minimale Ausgangsimpulsdauer	t_Q			45	65	ns
Ausgangsimpulsdauer	t_Q	C_T=1000 pF; R_T=10 kΩ C_L=15 pF; R_L=400 Ω	2,70	3,42	3,76	µs

RC-Glied

Widerstand	R_T	5		50	kΩ
Kapazität	C_T	keine Beschränkung			
Innere Kapazität am Anschluß J	C_O			50	pF

Logische Daten

H-Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_{QH}		20
L-Ausgangslastfaktor pro Ausgang	F_{QL}		10
Eingangslastfaktor an A, B	F_I		1
an $\bar{R}$	F_I		2

FLK 111
FLK 115
FLK 121
FLK 125

Logisches Verhalten

FLK 111, FLK 115

Eingänge				Ausgänge	
A1	A2	B1	B2	Q	$\bar{Q}$
H	H	X	X	L	H
X	X	L	X	L	H
X	X	X	L	L	H
L	X	H	H	L	H
L	X	⌐	H	⌐⌙	⌙⌐
L	X	H	⌐	⌐⌙	⌙⌐
X	L	H	H	L	H
X	L	⌐	H	⌐⌙	⌙⌐
X	L	H	⌐	⌐⌙	⌙⌐
H	⌙	H	H	⌐⌙	⌙⌐
⌙	⌙	H	H	⌐⌙	⌙⌐
⌙	H	H	H	⌐⌙	⌙⌐

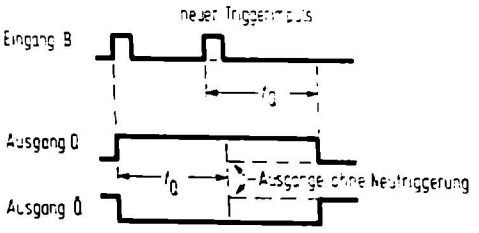
FLK 121, FLK 125

Eingänge		Ausgänge	
A	B	Q	$\bar{Q}$
H	X	L	H
X	L	L	H
L	⌐	⌐⌙	⌙⌐
⌙	H	⌐⌙	⌙⌐

Anmerkungen:

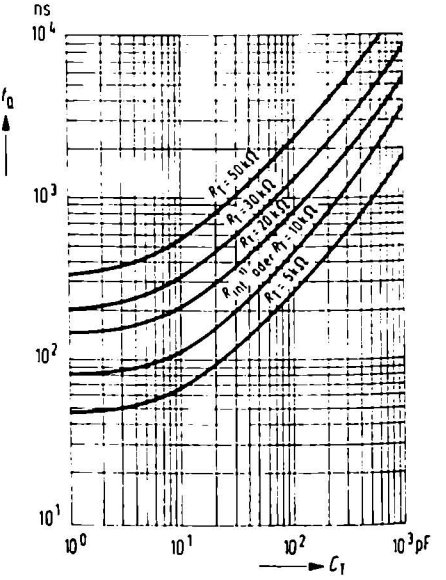
X = H- oder L-Signal
⌐⌙ = ein H-Impuls
⌙⌐ = ein L-Impuls
⌐ = Impulswechsel von L- auf H-Signal
⌙ = Impulswechsel von H- auf L-Signal

Impulsdiagramm



Die Nachtriggerbarkeit ist bei Beschaltung ohne Diode nur gewährleistet, wenn die Impulspause am Eingang t_p ns $\sim$ 0,22 C_T pF beträgt.
Bei Beschaltung mit Diode muß die Impulspause je nach Größe von R_T und C_T bis zu 0,5 t_Q betragen.

Ausgangsimpulsdauer $t_Q = f(C_T)$
U_S=5 V, T_U=25 °C, R_T=Parameter



1) nur bei FLK 111/115

Bestellbezeichnung

FLL 101: Q67000–L1

FLL 101 – 74141

BCD-Dezimal-Dekoder und Treiber für Ziffernanzeigeröhren

Der Baustein FLL 101 dekodiert binäre Dezimalzahlen. Integrierte, hochsperrende Treibertransistoren in den Ausgängen ermöglichen das direkte Ansteuern von Ziffernanzeigeröhren. Die Eingänge des FLL 101 sind direkt an die Ausgänge der Dezimalzähler FLJ 161, FLJ 201, FLJ 241, FLJ 381, FLJ 401, FLJ 421 anschließbar, wobei A mit Q_A, B mit Q_B, C mit Q_C und D mit Q_D verbunden wird.
Binäre Eingangsinformationen zwischen 10 und 15 werden nicht angezeigt (Pseudotetraden-Ausblendung). Dadurch kann ohne großen Aufwand eine automatische Nullausblendung realisiert werden.

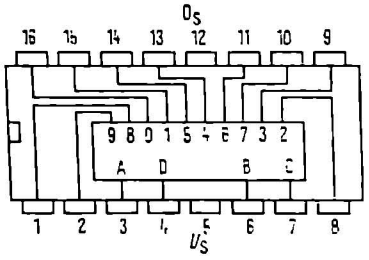
Zusätzlich zu den im Vorwort angegebenen Grenzdaten gilt:

Grenzdaten			untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Ausgangsstrom	I_Q	T_Q gesperrt	0	2,0	mA
Ausgangsspannung	U_Q	T_Q gesperrt	0	60	V

Statische Kenndaten im Temperaturbereich 1		Prüfbedingungen		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_S			4,75	5,0	5,25	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}	U_S=4,75 V		2,0			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	U_S=4,75 V				0,8	V
Eingangsklemmspannung	$-U_I$	U_S=4,75 V, $-I_I$=5 mA				1,5	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	U_S=4,75 V I_{QL}=7 mA				2,5	V
Ausgangsspannung, T_Q gesperrt, Eingangsinformation 0 bis 9	U_Q	U_S=5,25 V I_Q=0,5 mA		60			V
Ausgangsstrom, T_Q gesperrt	I_Q	U_S=5,25 V U_Q=55 V				50	µA
Ausgangsstrom, T_Q gesperrt, Eingangsinformation 10 bis 15	I_Q	U_S=5,25 V U_Q=30 V				15	µA
Eingangsstrom pro Eingang	I_I	U_I=5,5 V				1	mA
H-Eingangsstrom an A	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V				40	µA
an B, C oder D	I_{IH}	U_{IH}=2,4 V	U_S=5,25 V			80	µA
L-Eingangsstrom an A	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V				1,6	mA
an B, C oder D	$-I_{IL}$	U_{IL}=0,4 V				3,2	mA
Speisestrom	I_S	U_S=5,25 V			16	25	mA

Logische Daten			
Eingangslastfaktor an A	F_I	1	
an B, C oder D	F_I	2	

FLL 101



Anschlußanordnung
Ansicht von oben

Logisches Verhalten

BCD-Eingänge D	C	B	A	durchgeschalteter Ausgang[1])
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	–
H	L	H	H	–
H	H	L	L	–
H	H	L	H	–
H	H	H	L	–
H	H	H	H	–

[1]) Beim jeweils aufgeführten Ausgang ist der Ausgangstransistor T_Q leitend. Bei allen anderen Ausgängen ist T_Q gesperrt.

3.6 LSL-Serie (Langsame-störsichere-Logik)

Vorwort

FZ 100 ist eine Serie langsamer störsicherer Logikbausteine in monolithisch integrierter Halbleitertechnik. Durch Verwendung einer Zenerdiode im Eingang und durch Vergrößerung der Kollektorkapazität des Eingangstransistors erreicht man zusammen mit einer hohen Versorgungsspannung von U_S=12 V bzw. 15 V ein gutes statisches und dynamisches Störverhalten der integrierten Schaltungen. Die Schaltzeiten sind mit einem Kondensator einstellbar. Dies bringt eine zusätzliche Erhöhung der dynamischen Störsicherheit. Die Serie FZ 100 ist somit besonders für den Einsatz bei stark störgefährdetem Betrieb geeignet, wenn es weniger auf hohe Schaltgeschwindigkeit als auf große Störsicherheit ankommt.

1. Beschreibung der statischen Daten

1.1 Grenzdaten

Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann. Grenzdaten gelten bei T_U=25 °C, wenn nicht anders angegeben.

1.2 Kenndaten

Typische Kenndaten sind statistisch erfaßte Mittelwerte, die durch Angabe eines garantierten Streubereiches ergänzt werden (worst case). Sie gelten bei der Versorgungsspannung U_S=12 V bzw. 15 V und bei der Umgebungstemperatur T_U=25 °C, wenn nicht anders angegeben.

1.3 Charakteristische Kennlinien

1.3.1 Übertragungskennlinie

Bild 1 zeigt die Übertragungskennlinie $U_Q=f(U_I)$. Sie hängt nur wenig von der Ausgangsbelastung ab, die folgende Werte annehmen darf:

	L-Zustand	H-Zustand
Schaltglieder außer FZH 151	F_{QL} = 10	F_{QH} = 100
FZH 151	F_{QL} = 16	F_{QH} = 100
Leistungsglieder	F_{QL} = 30	F_{QH} = 100
Flipflop	F_{QL} = 10	F_{QH} = 100
Pegelumsetzer	F_{QL} = 10	

Die unterschiedlichen Ausgangsfächer bei L und H ermöglichen es, offene Eingänge parallel zu schalten, um Störeinkopplungen zu vermeiden. Parallel geschaltete Eingänge belasten dann den Ausgang zusätzlich nur im H-Zustand mit dem Diodensperrstrom.
Damit die Schaltglieder sicher umschalten, muß das Eingangssignal einen bestimmten Spannungspegel (Schwellenwert) erreichen. Dieser Schwellenwert ergibt sich graphisch im Schnittpunkt der Übertragungskennlinie mit der Geraden $U_I=U_Q$ (Bild 1).

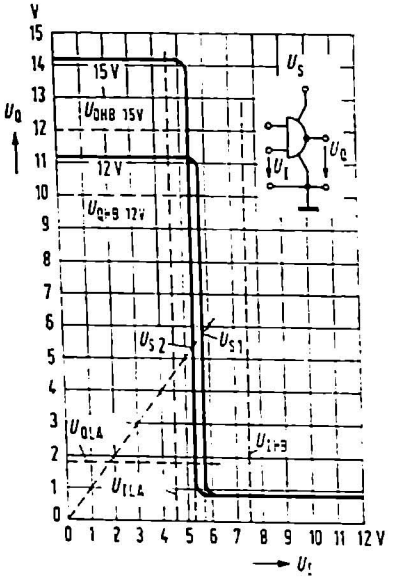


Bild 1 Übertragungskennlinie eines Schaltgliedes.
$U_Q = f(U_I)$ bei $U_S = 12$ und 15 V

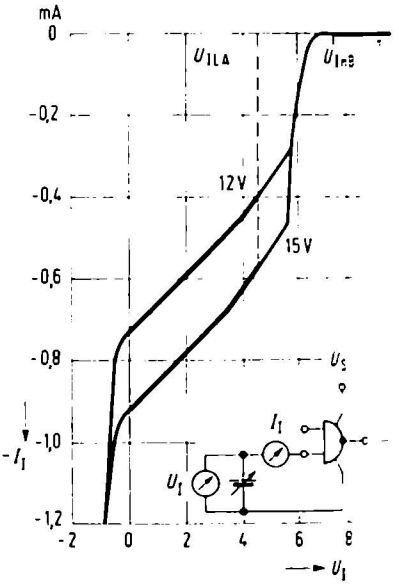


Bild 2 Eingangskennlinie eines Schaltgliedereingangs.
$I_I = f(U_I)$ bei $U_S = 12$ und 15 V

1.3.2 Eingangskennlinie

Bild 2 zeigt die Eingangskennlinie $I_I = f(U_I)$ für die beiden Speisespannungen $U_S = 12$ V bzw. 15 V. Sie lassen sich in 3 Bereiche unterteilen:

1. Bei H fließt ein kleiner Eingangssperrstrom (ca. 1 µA) in den Eingang hinein. Die Durchbruchsspannung der Dioden beträgt typisch 30 V.
2. Bei L fließt der Eingangsstrom aus dem Eingang heraus.
3. Bei negativen Eingangsspannungen öffnen die Substratdioden am Eingang, so daß der Eingangsstrom stark ansteigt. Da für die verschiedenen Bausteine unterschiedliche maximal zulässige negative Werte gelten, werden sie im einzelnen unter den Grenzdaten aufgeführt.
   Die Eingangskennlinien sind unabhängig von der Ausgangsbelastung, da keine Rückwirkung auf den Eingang besteht. Für den TTL-LSL-Pegelumsetzer FZH 181 gelten die TTL-Eingangskennlinien (Bild 2, FL100–Vorwort), für den LSL-TTL-Pegelumsetzer FZH 161 die LSL-Eingangskennlinien.

1.3.3 Ausgangskennlinien

Bild 3 zeigt die Ausgangskennlinie $U_{QL}=f(I_{QL})$ im L-Zustand. Der Strom I_{QL} fließt in das Schaltglied hinein.

Aus dieser typischen Kennlinie ist zu entnehmen, daß der Ausgangsstrom den im Datenblatt bei der Grenzspannung $U_{QL}=1{,}7$ V angegebenen Laststrom $I_{QL}=15$ bzw. 18 mA bei $F_Q=10$ überschreiten darf. Es muß jedoch darauf geachtet werden, daß die Gesamtverlustleistung von 500 mW pro Gehäuse nicht überschritten wird.

Bild 4 zeigt die Ausgangskennlinie im H-Zustand $U_{QH}=f(I_{QH})$. Dabei fließt der Strom I_{QH} aus dem Schaltglied heraus. Ein gleichzeitiger Kurzschluß mehrerer Ausgänge eines Bausteins ist unzulässig. Bei Bausteinen ohne Kurzschlußstrombegrenzung beträgt die maximale Kurzschlußdauer 1 s. Der gestrichelt gezeichnete Teil der Kurve gilt für Bausteine mit Kurzschlußstrombegrenzung. Eine Überlastung der Bausteine ist damit sicher vermieden.

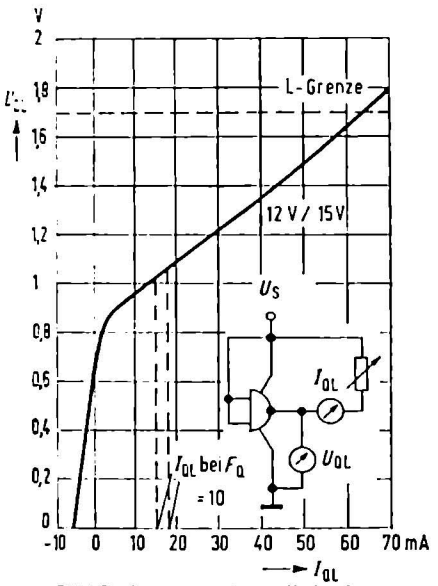


Bild 3 Ausgangskennlinie des L-Pegels eines Schaltgliedes. $U_{QL}=f(I_{QL})$ bei $U_S=12$ und 15 V

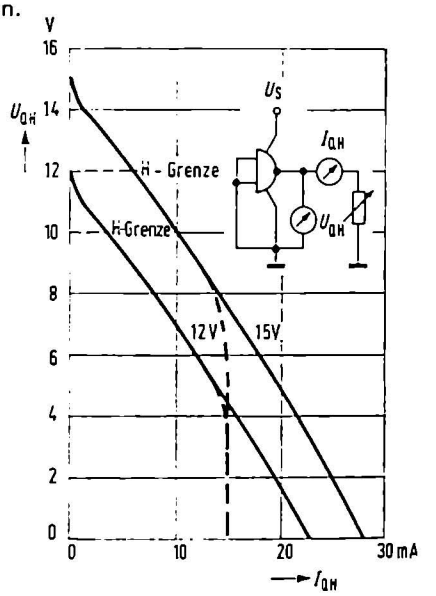


Bild 4 Ausgangskennlinie des H-Pegels $U_{QH}=f(I_{QH})$ bei $U_S=12$ und 15 V
—— FZH 101 bis FZH 171
FZJ 101 und FZJ 111
- - - - FZH 191 bis FZH 291
und FZJ 121 bis FZJ 161

1.4 Statische Störsicherheit

Die statische Störsicherheit charakterisiert das Verhalten eines Schaltgliedes gegenüber Störungen, die länger als die mittlere Schaltverzögerungszeit einwirken. Sie gibt den zulässigen Spannungshub an, der den logischen Zustand eines Schaltgliedes noch nicht verändert. Anhand der Übertragungskennlinie (Bild 1) lassen sich die typischen Werte der statischen Störsicherheit U_{ss} ermitteln.

Für den L-Zustand ergibt sich:
bei $U_S = 12$ V: $U_{ssL} = U_{S1} - U_{IL} = 5{,}9 - 0{,}9 = 5{,}0$ V
bei $U_S = 15$ V: $U_{ssL} = U_{S2} - U_{IL} = 5{,}6 - 0{,}9 = 4{,}7$ V

und für den H-Zustand:
bei $U_S = 12$ V: $U_{ssH} = U_{QH} - U_{S1} = 11{,}3 - 5{,}9 = 5{,}4$ V
bei $U_S = 15$ V: $U_{ssH} = U_{QH} - U_{S2} = 14{,}3 - 5{,}6 = 8{,}7$ V

Unter Eckbedingungen (worst case) ergibt sich der garantierte Störabstand:
$U_{ssL} = U_{IL} - U_{QL} = 4{,}5 - 1{,}7 = 2{,}8$ V bei $U_S = 12$ und 15 V
$U_{ssH} = U_{QH} - U_{IH} = 10 - 7{,}5 = 2{,}5$ V bei $U_S = 12$ V und
$U_{ssH} = U_{QH} - U_{IH} = 12 - 7{,}5 = 4{,}5$ V bei $U_S = 15$ V

3.7 MOS-Serie
Allgemeine Angaben zu den MOS-Metall-Oxid-Silizium-Schaltungen

Die Schaltkreise der Serien FDN, GD und SAJ sind monolithisch integrierte Halbleiterschaltungen in P-Kanal-MOS-Technik. Neben der hohen Packungsdichte zeichnen sich diese Schaltkreise durch große Störsicherheit, geringen Leistungsverbrauch und hohen Eingangswiderstand aus. Die Ausgänge haben Leistungsstufen, die zur Ansteuerung von TTL-Bausteinen geeignet sind. Die Anschlüsse sind durch geeignete Schutzstrukturen gegen Überspannungen geschützt (Näheres siehe Schutzmaßnahmen).

Neben den in diesem Datenbuch angeführten Standardschaltungen für

Schieberegister
Festwertspeicher und
Frequenzteiler

bietet Siemens die Möglichkeit, **kundenspezifische Schaltungen**, d. h. Schaltungen mit einer speziellen, vom Kunden gewünschten Funktion, anzufertigen. Neben Varianten der Standardschaltungen können Subsysteme wie z. B.

Multiplexer
Dekoder
Zähler
Seriell/Parallel-Wandler
Rechenwerke
Steuerlogik

und gesamte digitale Systeme realisiert werden.

Es ist möglich, auf einem Schaltkreis – je nach Struktur der Logik – 150 bis 250 Gatterfunktionen unterzubringen. Die Gesamtgröße eines aus mehreren Schaltkreisen bestehenden MOS-Systems ist nur durch die maximale Arbeitsfrequenz von ca. 1 MHz begrenzt.
Als Grundlage für kundenspezifische Schaltungen können Logikdiagramm, Logikgleichungen oder ein TTL-Konzept dienen. Siemens berät den Kunden bei der Ausarbeitung einer MOS-gerechten Logik bei der geeignetsten Systemteilung mehrere Schaltkreise (Partitioning). Es ist aber auch möglich, daß der Kunde in jeder nachfolgenden Entwicklungsphase mit einem Auftrag für eine Muster- oder Serienfertigung an Siemens herantritt.
Die Übersicht über kundenspezifische MOS-Entwicklungen zeigt die Schnittstellen (1) bis (6) bei denen eine Zusammenarbeit zwischen dem Kunden und Siemens beginnen kann.

Schutzmaßnahmen für MOS-Schaltungen

Wegen der Empfindlichkeit von MOS-Schaltungen gegen Störspannungen und statische Aufladungen sind an den Ein- und Ausgängen Schutzstrukturen mitintegriert:

1. Bei positiven Überspannungen wird ein p-n-Übergang zum Substrat in Durchlaßrichtung geschaltet.
2. Zu hohe negative Eingangsspannungen führen zu einem definierten Diodendurchbruch mit Strombegrenzung.
3. Jeder Ein- und Ausgang führt außerdem auf Gate und Drain eines Transistors mit einer Schwellenspannung von –35 Volt, so daß auch über diese Transistoren Ein- und Ausgänge bei Überspannung kurzgeschlossen werden.

Trotz dieser Schutzschaltungen sollte beachtet werden, daß Kunststoffböden, nichtleitende Arbeitsplatten und Sitzgelegenheiten, sowie kunstfaserhaltige Kleidung zu Aufladungen führen, die für die Schaltungen gefährlich werden können. Personen oder Geräte, die mit den Anschlüssen der Schaltungen in Berührung kommen, sollten daher über einen hohen Widerstand (10 kΩ bis 100 kΩ) geerdet sein.

In Fertigungsräumen hat sich eine relative Luftfeuchte von ca. 70% als zusätzliche Schutzmaßnahme zur Reduzierung statischer Aufladungen gut bewährt.

Beim Einbau von MOS-Schaltungen in Geräte müssen die Grenzdaten besonders beachtet werden. Eine hochohmige Erdung des Lötbades bzw. Lötkolbens sollte durchgeführt werden. Beim Lötbad ist darauf zu achten, daß zu große Spannungsdifferenzen vermieden werden.

Schutzmaßnahmen für den elektrischen Betrieb

Treten beim elektrischen Betrieb von MOS-Schaltungen Störspannungen auf, die an die Anschlüsse gelangen können, so ist dafür zu sorgen, daß die Grenzwerte der Spannungspegel nicht überschritten werden können. Insbesondere sollten die Speisespannungen U_{DD}-U_{SS} bzw. U_{GG}-U_{SS} unmittelbar in der Nähe des Bausteins durch einen Kondensator, der bei hohen Frequenzen einen niedrigen Scheinwiderstand aufweist, überbrückt werden.

Störspannungen, die gegenüber U_{SS} positive Werte annehmen können, müssen durch eine entsprechende Diodenbeschaltung begrenzt werden.

Zusammenstellung verwendeter Formelzeichen für MOS-Schaltungen

Spannungen

U	Spannung, allgemein
U_S	Speisespannung
U_{SS}	Substrat-Speisespannung
U_{DD}	Drain-Speisespannung
U_{GG}	Gate-Speisespannung
U_{ZZ}	Zellen-Speisespannung (Zusätzl. Versorgungssp.)
U_{IH}	H-Eingangsspannung am Informationseingang
U_{IL}	L-Eingangsspannung am Informationseingang
U_{QH}	H-Ausgangsspannung
U_{QL}	L-Ausgangsspannung
$U_{\Phi H}$	H-Eingangsspannung am Takteingang
$U_{\Phi L}$	L-Eingangsspannung am Takteingang
U_I	Eingangsspannung am Informationseingang
U_Φ	Eingangsspannung am Takteingang
$U_{\Phi 1}$	Eingangsspannung am Takteingang 1
$U_{\Phi 2}$	Eingangsspannung am Takteingang 2
$U_{\Phi 3}$	Eingangsspannung am Takteingang 3
$U_{\Phi 4}$	Eingangsspannung am Takteingang 4
U_{AH}	H-Eingangsspannung am Adresseneingang
U_{AL}	L-Eingangsspannung am Adresseneingang
U_A	Eingangsspannung am Adresseneingang
U_{OS}	Offset-Spannung (z. B. GDR 101)
U_R	Rückstellspannung

Ströme

I_{IL}	Sperrstrom des Informationseingangs
$I_{\Phi L}$	Sperrstrom des Takteingangs
I_{DD}	Drain-Speisestrom
I_{GG}	Gate-Speisestrom
I_Q	Laststrom am Ausgang
I_A	Eingangsstrom am Adresseneingang
I_{ZZ}	Zellen-Speisestrom

Widerstände

R_{QH}	H-Ausgangswiderstand
R_{QL}	L-Ausgangswiderstand
R_Q	Lastwiderstand am Ausgang
R_I	Eingangswiderstand des Informationseingangs
$R_{\Phi 1}$	Eingangswiderstand des Takteingangs 1
$R_{\Phi 2}$	Eingangswiderstand des Takteingangs 2
$R_{\Phi 3}$	Eingangswiderstand des Takteingangs 3
R	Widerstand
R_A	Eingangswiderstand des Adresseneingangs

Kapazitäten

C	Kapazität
C_I	Eingangskapazität des Informationseingangs

C_Φ Eingangskapazität des Takteingangs
$C_{\Phi 1}$ Eingangskapazität des Takteingangs 1
$C_{\Phi 2}$ Eingangskapazität des Takteingangs 2
$C_{\Phi 3}$ Eingangskapazität des Takteingangs 3
C_A Eingangskapazität des Adresseneingangs
C_Q Lastkapazität am Ausgang

Frequenzen

f_i Eingangsfrequenz
f_Φ Taktfrequenz

Leistungen

P Verlustleistung (Leistungsverbrauch)
P_{tot} maximal zulässige Verlustleistung

Temperaturen

T_U Betriebstemperatur
T_S Lagertemperatur

Zeiten

t_D Verzögerungszeit (delay time)
t_P Laufzeit (propagation time)
t_T Übergangszeit (transition time $<$ t_r rise time / t_f fall time)
t_W Impulsbreite (pulse width)
$t_{D1\,HL\,I}$ Überlappzeit (z. B. FDN 141A)
$t_{D1\,LH\,I}$ Verzögerungszeit
$t_{T\,HL\,Q}$ Signalübergangszeit HL des Ausgangssignals
$t_{T\,LH\,Q}$ Signalübergangszeit LH des Ausgangssignals
$t_{D\,HL\,Q}$ Verzögerungszeit der HL-Flanke des Ausgangssignals
$t_{D\,LH\,Q}$ Verzögerungszeit der LH-Flanke des Ausgangssignals (FDN 141A)
$t_{WH\,\Phi}$ H-Impulsbreite des Taktsignals
$t_{WL\,\Phi}$ L-Impulsbreite des Taktsignals
$t_{T\,HL\,\Phi}$ Signal-Übergangszeit HL des Taktsignals
$t_{T\,LH\,\Phi}$ Signal-Übergangszeit LH des Taktsignals
$t_{D\,HL\,\Phi 2}$ Verzögerungszeit der HL-Flanke des Takt 2-Signals
$t_{D\,LH\,\Phi 2}$ Verzögerungszeit der LH-Flanke des Takt 2-Signals
$t_{D\,HL\,\Phi 3}$ Verzögerungszeit der HL-Flanke des Takt 3-Signals
$t_{D\,LH\,\Phi 3}$ Verzögerungszeit der LH-Flanke des Takt 3-Signals
$t_{D2\,HL\,I}$ Verzögerungszeit der HL-Flanke des Eingangssignals
$t_{D2\,LH\,I}$ Verzögerungszeit der LH-Flanke des Eingangssignals (FDN 141A)
$t_{WL\,\Phi}$ L-Impulsbreite des Takteingangs
$t_{WL\,\Phi 1}$ L-Impulsbreite des Taktsignals 1
$t_{WL\,\Phi 2}$ L-Impulsbreite des Taktsignals 2
$t_{WL\,\Phi 3}$ L-Impulsbreite des Taktsignals 3
$t_{WL\,\Phi 4}$ L-Impulsbreite des Taktsignals 4
t_{WCS} Impulsbreite des Sperrsignals CS
t_{D1A} Vorlaufzeit der Adreßsignale

t_{D2A}	Verzögerungszeit der Adreßsignale
t_{D1S}	Vorlaufzeit bei Einschaltung der Speisespannung
t_{D2S}	Verzögerungszeit bei Abschaltung der Speisespannung
t_{DHL}	Vorlaufzeit des Signals R/W
$t_{D\overline{Q}}$	Zugriffszeit
t_{DLH}	Verzögerung des Signals R/W
$t_{W\,R/W}$	Impulsbreite des Lese-Schreib-Signals
t_{DW}	Umschaltung des Signals R/W auf Lesen
t_{WI}	Impulsbreite
t_{PI}	Überlappung der Information bezogen auf R/W
t_{WHI}	Impulsbreite des Eingangssignals
t_{WLI}	Impulspause des Eingangssignals
t_{THLI}	HL-Übergangszeit des Eingangssignals
t_{TLHI}	LH-Übergangszeit des Eingangssignals
$t_{D\,LH}$	Verzögerungszeit
$t_{WH\,Q}$	Impulsbreite des Ausgangssignals

Sonstige

Φ	Takteingang	$Q4$	Ausgang 4
$\Phi1$	Takteingang 1	$Q5$	Ausgang 5
$\Phi2$	Takteingang 2	$Q6$	Ausgang 6
$\Phi3$	Takteingang 3	$Q7$	Ausgang 7
$\Phi4$	Takteingang 4	$Q8$	Ausgang 8
I	Eingang	$Q9$	Ausgang 9
$I1$	Eingang 1	H	High (≙ log 0 bei negativer Logik)
$I2$	Eingang 2	L	Low (≙ log 1 bei negativer Logik
Q	Ausgang (Data output)	A1 bis A6	Adreß-Eingänge
$\overline{Q}$	Ausgang, invertiert (Data output inverted)	B1 bis B6	Adreß-Eingänge
$Q1$	Ausgang 1	CS	Sperrsignal (Chip select)
$Q2$	Ausgang 2	R/W	Lese-Schreib-Signal (Read/Write Signal)
$Q3$	Ausgang 3	M	Störsicherheit, Störspannungsabstand (Margin)

Indizes für Ströme und Spannungen

Informationseingang	I	Sperrsignal-Eingang (chip select)	CS
Adresseneingang	A	Offset-Spannung	OS
	B	Drain	DD
Takteingang	Φ	Gate	GG
Ausgang	Q	Substrat	SS
Lese-Schreib-Signal (read/write)	R/W	Zelle	ZZ

Bestellbezeichnung

FDN 141 A: Q67000–N32

FDN 141 A

Dynamisches 256 Bit-Schieberegister mit zwei Takteingängen

Allgemeine Beschreibung

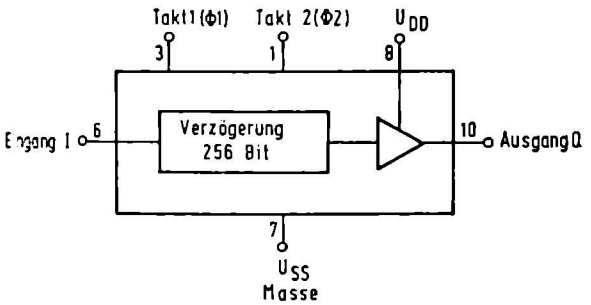
Die Type FDN 141 A ist ein dynamisches 256 Bit-Serienschieberegister in MOS-Technik mit Transistoren vom P-Kanal-Anreicherungstyp. Dieses Schieberegister zeichnet sich aus durch hohe Grenzfrequenz (3 MHz) und geringe Verlustleistung (0,8 mW/Bit bei 3 MHz).
Die niederohmige Gegentakt-Ausgangsstufe (Push-Pull-Ausgangspuffer) kann bei entsprechender Spannungsversorgung direkt MOS-, DTL-, TTL- oder andere Lasten ansteuern.
Das Schieberegister ist mit höheren garantierten Grenzfrequenzen verfügbar.

Besondere Eigenschaften

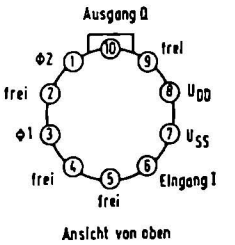
L (LOW) ≙ 1
H (HIGH) ≙ 0

Bit-Längen programmierbar (Änderung nur einer Maske)
TTL-kompatibel
Hohe Grenzfrequenz (3 MHz)
Niedrige Verlustleistungen: Max. 0,03 mW/Bit bei 10 kHz
Max. 0,8 mW/Bit bei 3 MHz
Variable, vom Takt unabhängige Ausgangsspannung
NRZ-Ausgangssignal
Schutzstrukturen an allen Anschlüssen
Austauschbar mit EA 1204 und pL 5 R 256 (bei Ausführung 256 Bit)

Blockschaltbild



Anschlußanordnung



Ansicht von oben

Gehäusebauform 3

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Spannung an allen Anschlüssen (bezogen auf U_{SS}=0 V)	U	–30	+0,3	V
Gesamtverlustleistung	P_{tot}		300	mW
Betriebstemperatur	T_U	0	70	°C
Lagertemperatur	T_S	–55	125	°C

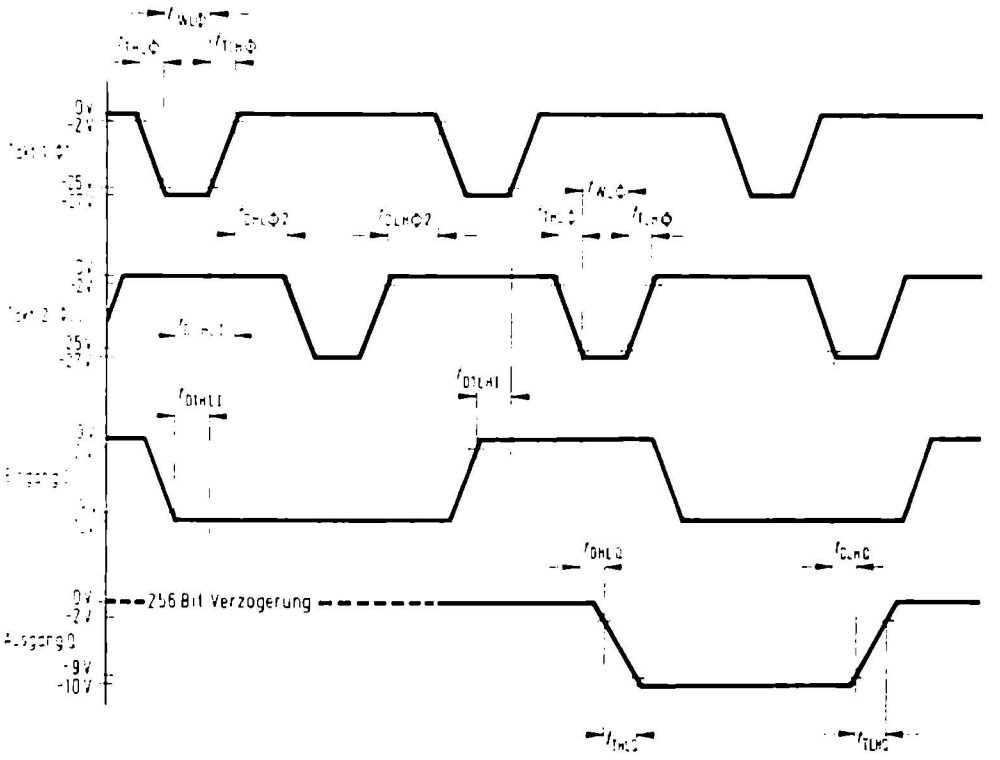
FDN 141 A

Kenndaten bei U_{DD}=–12 bis –14 V, R_Q=1 M Ω, C_Q=20 pF, T_U=0 bis 70 °C, wenn nicht anders angegeben.

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_{DD}		–14	–5	V
Leistungsverbrauch	P	f_Φ=2 MHz, U_{DD}=–14 V		170	mW
Informationseingang					
H-Eingangsspannung	U_{IH}		–1,5	+0,3	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}		–28	–9	V
Eingangskapazität	C_I	U_I=0 V, f_Φ=1 MHz		3,5	pF
Sperrstrom	I_{IL}	U_I=–15 V, alle anderen Anschlüsse 0 V, T_U=25 °C	–1		µA
		U_I=–15 V, alle anderen Anschlüsse 0 V, T_U=70 °C	–10		µA
Überlappzeit	$t_{D1HLI}=t_{D1LHI}$		10		ns
Störsicherheit	M		1		V
Informationsausgang					
H-Ausgangsspannung	U_{QH}		–0,5		V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}		–14	–10	V
H-Ausgangswiderstand	R_{QH}	U_{DD}=–5 V		500	Ω
L-Ausgangswiderstand	R_{QL}	U_{DD}=–5 V		300	Ω
HL-Übergangszeit	t_{THLQ}			100	ns
LH-Übergangszeit	t_{TLHQ}			100	ns
Verzögerungszeit	$t_{DHLQ}=t_{DLHQ}$			100	ns
Takteingänge					
Taktfrequenz	f_Φ		0,01	3,0	MHz
H-Eingangsspannung	$U_{\Phi H}$		–2	+0,3	V
L-Eingangsspannung	$U_{\Phi L}$		–28	–26	V
Sperrstrom	$I_{\Phi L}$	U_Φ=–28 V, alle anderen Anschlüsse 0 V, T_U=25 °C	–100		µA
Eingangskapazität Takt 1 u. 2	C_Φ	U_Φ=0 V, f_Φ=1 MHz		85	pF
Takt 1 u. 2	C_Φ	U_Φ=–26 V, f_Φ=1 MHz		60	pF
Impulsbreite	$t_{WL\Phi}$		0,125	1,0	µs
HL-Übergangszeit	$t_{THL\Phi}$			100	ns
LH-Übergangszeit	$t_{TLH\Phi}$			100	ns
Verzögerungszeit	$t_{DHL\Phi2}=t_{DLH\Phi2}$		0	49	µs
Verzögerungszeit	$t_{D2HLI}=t_{D2LHI}$		t_{D1HLI} + $t_{TLH\Phi}$		ns

Der Speisestrom I_{DD} ist von der externen Last abhängig; z. B. $I_{DD} < -1{,}5$ mA bei R_Q=1 MΩ C_Q=50 pF, U_{DD}=–13 V, f_Φ=1 MHz.
Die max. kapazitive Last ist abhängig von der max. Verlustleistung.

Impulsdiagramm



Erläuterungen

$t_{WL\Phi}$ = Zeitdauer, in der der Taktimpuls auf »L« liegt.

$t_{TLH\Phi}$ = Zeitdauer, in der die Spannung des Taktimpulses von –25 V auf –2 V abfällt.

$t_{THL\Phi}$ = Zeitdauer, in der die Spannung des Taktimpulses von –2 V auf –25 V ansteigt.

$t_{DHL\Phi2}=t_{DLH\Phi2}$ = Zeitdauer des Taktimpulsbetriebes vom Ende des Taktimpulses (–2 V) an Takt 1 (bzw. Takt 2) bis zum Beginn des Taktimpulses (–2 V) am Takt 2 (bzw. Takt 1).

$t_{D1HLI}=t_{D1LHI}$ = Zeit, in der das Eingangssignal schon anliegen muß, bevor die Taktspannung von –25 V auf –2 V abfällt. Mindestens während dieser Zeit, also bis zum Erreichen der –2 V, muß der Eingang angesteuert werden, um sicherzustellen, daß das Eingangssignal vom Schieberegister aufgenommen wird.

t_{TLHQ} = Zeitdauer, in der die Spannung des Ausgangssignales von –9 V auf –2 V abfällt.

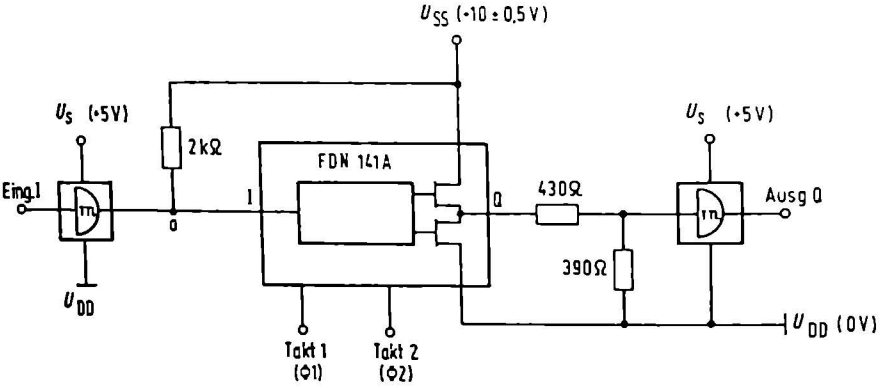
t_{THLQ} = Zeitdauer, in der die Spannung des Ausgangssignales von –2 V auf –9 V ansteigt.

$t_{DHLQ}=t_{DLHQ}$ = Verzögerungszeit, nach der sich das Ausgangssignal ändert, wenn die Taktspannung von »H« auf »L« gewechselt hat.

$t_{D2HLI}=t_{D2LHI}$ = Minimalbedingung für die Summe aus Laufzeit und Signal-Übergangszeit

FDN 141 A

Anschluß an TTL-Schaltungen



Der Ausgang der TTL- Schaltung (Punkt a) muß für +10 V ausgelegt sein.

Bestellbezeichnung

SAJ 410: Q67000 L630

SAJ 410

7-stufiger Frequenzteiler

Vorläufige Daten

Der SAJ 410 ist ein statischer Binär-Frequenzteiler in MOS-Depletion-Technik (2-fache Ionenimplantation). Er eignet sich besonders für den Einsatz in elektronischen Orgeln.

L (LOW) ≙ 1
H (HIGH) ≙ 0

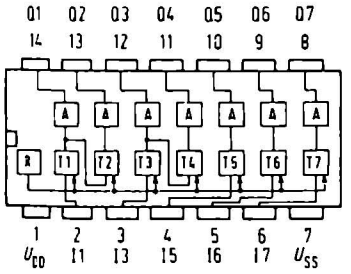
Besondere Eigenschaften

Pinkompatibel zum SAJ 110 und SAJ 210
An den Ausgängen ist keine Widerstandsbeschaltung und keine Hilfsspannung erforderlich
Niedriger differentieller Ausgangswiderstand in beiden Schaltzuständen
Automatische Rücksetzung beim Anlegen der Betriebsspannung
Schutzstrukturen an allen Anschlüssen

Anwendungen:
Elektronische Orgeln
Zeitrelais
Frequenzteiler
Zähler
Verzögerungsfunktionen

Blockschaltbild und Anschlußanordnung

Ansicht von oben



T1 T7: Teilerstufe 2:1
A: Ausgangsstufe
R: Automat Reset

Gehäuse Bauform 7

SAJ 410

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Spannung an allen Anschlüssen (bezogen auf U_{SS}=0V)	U	−15	+0,3	V
Ausgangsstrom pro Stufe	I_Q	−3,5	+3,5	mA
Betriebstemperatur	T_U	−25	÷70	°C
Lagertemperatur	T_S	−55	+125	°C

Kenndaten pro Stufe

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	Einheit
Speisespannung	U_{DD}		−14,4	−9,6	V
Stromaufnahme bei					
Ausgang low		U_{DD}=−12V	−6	−3	mA
Ausgang high			−6	−3	mA
L-Eingangsspannung	U_{IL}			−5	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		−1,2		V
Eingangswiderstand	R_I		1		MΩ
Eingangsfrequenz	f_I			100	kHz
Übergangszeit	t_{TI}			40	µs
differentieller					
Ausgangswiderstand	r_Q	U_{DD}=−12V		800	Ω
L-Ausgangsspannung	U_{QL}			−9	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}		−1		V

Der Ausgang wechselt seinen Zustand mit dem LH-Übergang des Eingangssignals.

Rücksetzen:
Beim Anlegen der Speisespannung U_{DD} entsteht ein Rücksetzsignal, das alle Ausgänge auf H-Potential setzt. Die maximal zulässige Anstiegsgeschwindigkeit von U_{DD} ist dabei 10 V/3 µs. Wenn eindeutig zurückgesetzt werden soll, dürfen während des Rücksetzvorganges an den Eingängen keine LH-Übergänge auftreten. Der Rücksetzvorgang ist beendet, sobald die Speisespannung den Betriebsbereich erreicht.
Auf Wunsch und bei Abnahme von Mindeststückzahlen kann der SAJ 410 auch im DIL-Gehäuse bzw. mit einer geringeren Stromaufnahme pro Stufe geliefert werden.

Analoge integrierte Schaltungen

4. Analoge integrierte Schaltungen

4.1 Typenübersicht

A. Für Anwendungen im Entertainmentsektor

TAA 131	Dreistufiger NF-Verstärker
TAA 630 S	Synchron-Demodulator
TAA 991 D	AM/FM-ZF-Verstärker (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TAA 991 Q	AM/FM-ZF-Verstärker (Qil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120 A	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Qil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120 S	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120 AS	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Qil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120 T	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 120 U	FM-ZF-Verstärker und Demodulator (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 400	Regelbarer Breitbandverstärker (Metallgehäuse 5J10 DIN 41873)
TBA 400 D	Regelbarer Breitbandverstärker (Dil-Gehäuse, 14 Anschl.)
TBA 440 P	Video-ZF-Baustein für Schwarz/Weiß- und Farbfernsehgeräte (Regelung für pnp-Tuner)
TBA 440 N	Video-ZF-Baustein für Schwarz/Weiß- und Farbfernsehgeräte (Regelung für npn-Tuner)
TBA 450 N	Stereodekoder (Dil-Gehäuse, 16 Anschl.)
TBA 460	AM/FM-ZF- und NF-Verstärker (Dil-Gehäuse, 16 Anschl.)
TBA 460 Q	AM/FM-ZF- und NF-Verstärker (Qil-Gehäuse, 16 Anschl.)
TBA 500 P	Leuchtdichte-Kombination (mit positiv gehendem Istwert)
TBA 500 N	Leuchtdichte-Kombination (mit negativ gehendem Istwert)
TBA 510	Farbart-Kombination
TBA 520	Synchron-Demodulator
TBA 530	RGB-Schaltung
TBA 540	Referenz-Schaltung
TBA 560 C	Leuchtdichte- und Farbart-Kombination
TBA 920	Horizontalkombination
TBA 970	Video-Verstärker-Schaltung
TCA 440	AM-Empfänger-Schaltung
TCA 890	AFC-Schaltung mit Referenz-Spannungselement
SAS 560 S, 570 S	Schaltverstärker für 4 Berührungstasten
SAS 580, SAS 590	Schaltverstärker für 4 Berührungstasten
S 041 P, S 041 E	FM-ZF-Verstärker mit Demodulator
S 042 P, S 042 E	Mischer
UAA 170	Ansteuerbaustein für LED-Zeilen

B. Für Anwendungen im Industriesektor

Vorwort zu Operationsverstärkern	
TAA 521, TAA 521 A, TAA 522,	Operationsverstärker
TAA 721, TAA 722	Breitbandverstärker

TAA 761, TAA 761 A, TAA 765, TAA 765 A, Operationsverstärker
TAA 761 W, TAA 765 W, Operationsverstärker
TAA 762, Operationsverstärker
TAA 861, TAA 861 A, TAA 861 W, TAA 865, TAA 865 A, TAA 865 W, Operationsverstärker
TAA 862, TAA 862 F, Operationsverstärker
TBA 221, TBA 221 A, TBA 221 B, TBA 221 W, Operationsverstärker
TBA 222, Operationsverstärker
TBA 830 G, TBA 830 R Mikrophonverstärker
TCA 105, TCA 105 B, Schwellwertschalter
TCA 105 W, TCA 105 B, Schwellwertschalter
TCA 315 A, Operationsverstärker
TCA 315 A, Operationsverstärker
TCA 335, Operationsverstärker mit Darlington-Eingang
TCA 345 A, Schwellwertschalter
TCA 671, TCA 871 Transistor-Array
S 0255 Drehzahlregler
P 1 Aktiver Matrixpunkt

Bestellbezeichnungen

TBA 120: Q67000-A151
TBA 120 A: Q67000-A175

TBA120
TBA120A

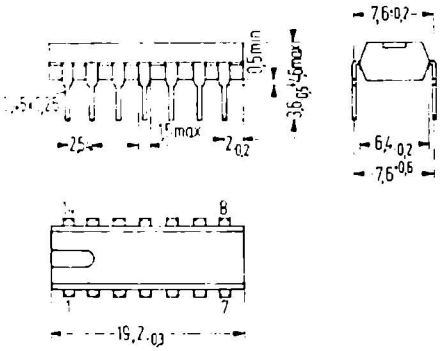
FM-ZF-Verstärker mit Demodulator

Symmetrischer, sechsstufiger Verstärker mit symmetrischem Koinzidenzdemodulator zur Verstärkung, Begrenzung und Demodulation von frequenzmodulierten Signalen. Besonders geeignet für Rundfunkempfanger und Ton-ZF-Teil in Fernsehgeräten. Die Schaltungen sind als Begrenzerverstärker, als gesteuerte Demodulatoren bzw. Modulatoren oder Mischer mit guter Unterdrückung der Eingangsfrequenzen verwendbar.

- Hervorragende Begrenzungseigenschaften
- Sehr gute Frequenzkonstanz der Wandlerkennlinie
- Großer Betriebsspannungsbereich (5 bis 15 V)
- Kleiner äußerer Schaltungsaufwand (z. B. an Siebkondensatoren)

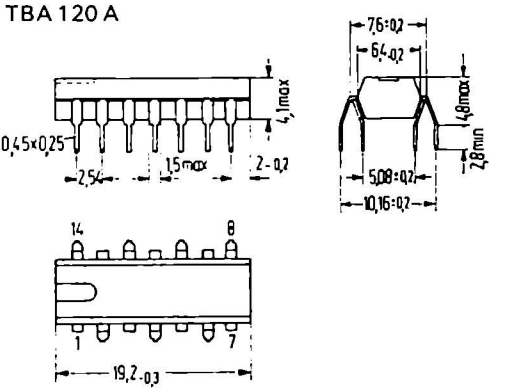
Bauformen:

TBA 120



Plastik-Steckgehäuse 20 A 14 DIN 41866
TO-116; (14 Anschlüsse; DIL=dual-in-line)
Bewicht etwa 1,1 g; Maße in mm

TBA 120 A



Plastik-Steckgehäuse 20 A 14 DIN 41866 (ähnl.)
(14 Anschlüsse; QIL=quayd-in-line)
Gewicht etwa 1,1 g; Maße in mm

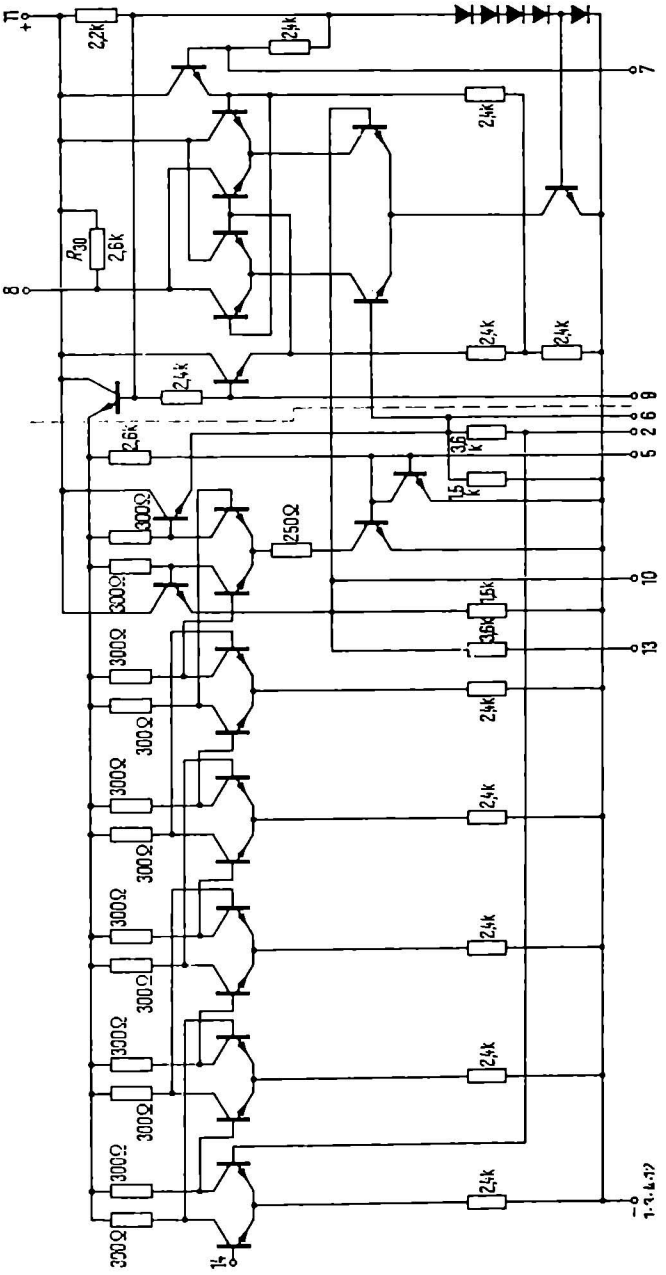
Grenzdaten

		TBA 120, TBA 120A	
Betriebsspannung	U_{Batt}	15	V
Funktionsbereich	U_{Batt}	5 bis 15	V
Frequenzbereich	f	0 bis 35	MHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	–15 bis +70	°C
Lagertemperatur	T_S	–40 bis +125	°C

TBA 120
TBA 120A

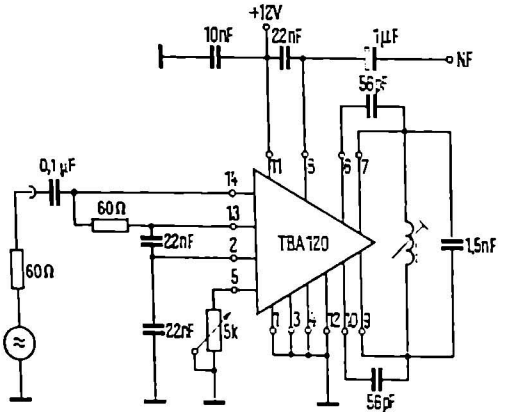
Kenndaten (T_U=25 °C, U_{Batt}=12 V)		min	typ	max	Einheit
Gesamtstromaufnahme	I_{Batt}	12,5	16,5	20,5	mA
ZF-Spannungsverstärkung (f_Z=5,5 MHz)	V_U		60		dB
ZF-Ausgangsspannung bei Begrenzung je Ausgang	U_{qss}		240		mV
U_{NF}-Ausgangsspannung (f_Z=5,5 MHz, Δf=±25 kHz, U_i=10 mV, f_{mod}=1 kHz, $Q_B \approx 45$)	$U_{NF\,eff}$	0,6	0,85		V
U_{NF}-Ausgangsspannung (f_Z=5,5 MHz, Δf=±50 kHz, U_i=10 mV, f_{mod}=1 kHz, $Q_B \approx 45$)	$U_{NF\,eff}$	1,2	1,7		V
Klirrfaktor (f_Z=5,5 MHz, Δf=±25 kHz, (U_i=10 mV, f_{mod}=1 kHz, $Q_B \approx 45$)	k		1,8	3	%
Eingangsspannung für Begrenzungseinsatz (f_Z=5,5 MHz, Δf=±50 kHz, f_{mod}=1 kHz, $Q_B \approx 45$)	U_{Begr}		50	100	µV
Eingangsimpedanz (f_Z=5,5 MHz)	Z_i		15/7,8		kΩ/pF
Eingangsimpedanz (f_Z=10,7 MHz)	Z_i		7,2/6,2		kΩ/pF
Ausgangswiderstand (Anschluß 8)	R_a	1,9	2,6	3,3	kΩ
Regelhub der Lautstärkeregelung	$\frac{U_{NF\,max}}{U_{NF\,min}}$		60		dB
Gleichspannungsanteil des Ausgangssignals (U_i=0)	U_2	6,1	7,3	8,6	V
AM-Unterdrückung (f_Z=5,5 MHz, U_i=10 mV, m=30%, f_{mod}=1 kHz, Δf=±50 kHz)	a_{AM}		55		dB

Schaltbild für TBA 120 und TBA 120 A:

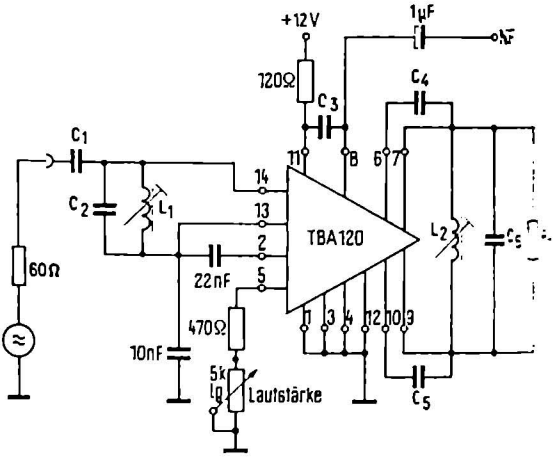


TBA120
TBA120A

Meßschaltung



Empfohlene Anwendungsschaltung

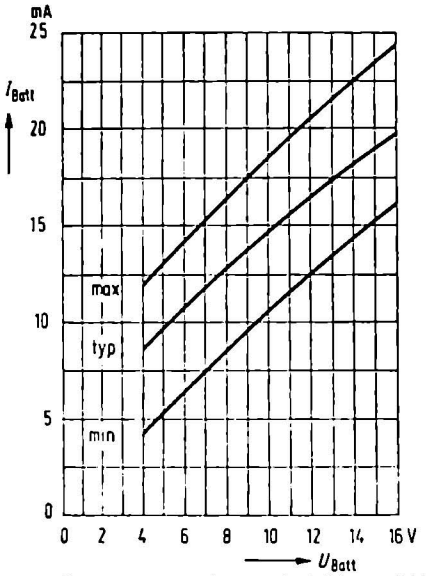


Bauelementedaten für verschiedene Anwendungen

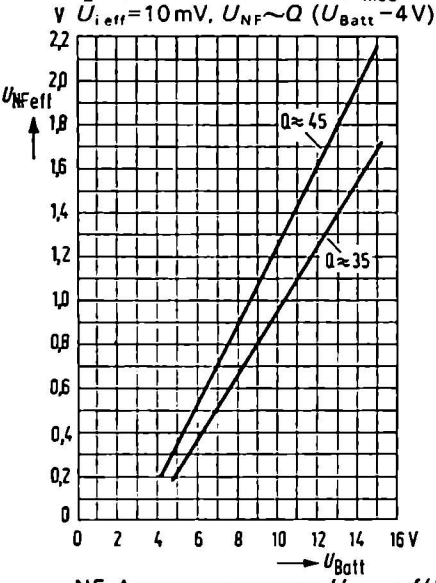
	Ton-ZF in FS Geräten	FM-ZF in Rundfunkgeräten	
	5,5 MHz	10,7 MHz Mono	10,7 MHz Stereo
C_1	47 pF	27 pF	47 pF
C_2	220 pF	120 pF	150 pF
C_3	22 nF	22 nF	470 pF
C_4	56 pF	27 pF	30 pF
C_5	56 pF	27 pF	30 pF
C_6	1,5 nF	470 pF	330 pF
L_1	20 Wdg.	20 Wdg.	15 Wdg.
L_2	8 Wdg.	8 Wdg.	12 Wdg.
R_1	∞	∞	1 kΩ

Eine kapazitative Abblockung der Betriebsspannungszuführung am Anschluß 11 ist entbehrlich. Der Kondensator 22 nF zwischen Anschluß 8 und 11 bildet zusammen mit dem integrierten Widerstand R 30 die De-Emphasis und kann bei Bedarf verkleinert werden.
Der Höckerabstand der S-Kurve wird mit der Güte des Phasenschieberkreises eingestellt. Der Nulldurchgang entspricht der Resonanzfrequenz. Die beiden gleichgroßen Koppelkondensatoren zwischen den Anschlüssen 6 und 7 bzw. 9 und 10 werden zweckmäßig so bemessen, daß je ca. 250 mV_{SS} am Schwingkreis bei Resonanz stehen.

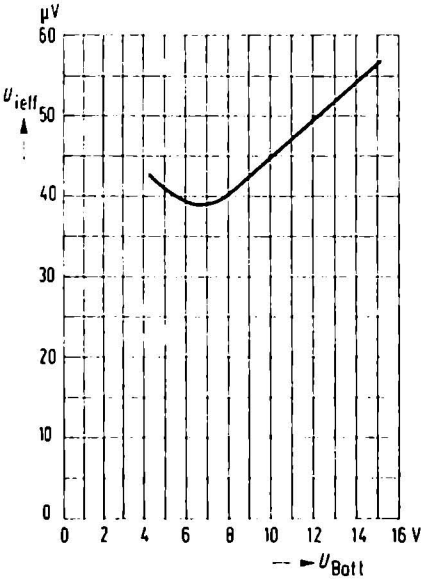
Stromaufnahme $I_{Batt}=f(U_{Batt})$



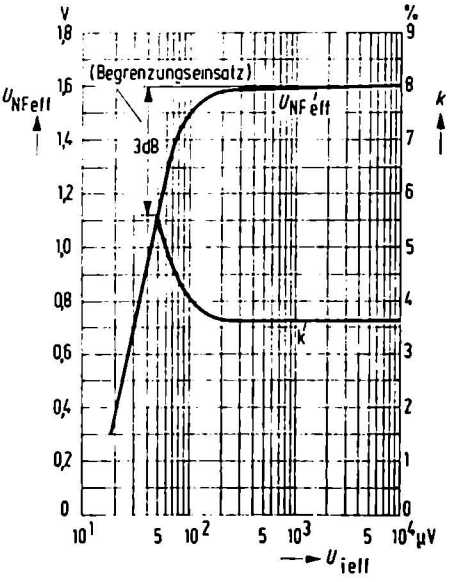
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\,eff}=f(U_{Batt})$
$f_Z=5{,}5$ MHz, $\Delta f=\pm 50$ kHz, $f_{mod}=1$ kHz,
$U_{i\,eff}=10$ mV, $U_{NF}\sim Q$ ($U_{Batt}-4$ V)



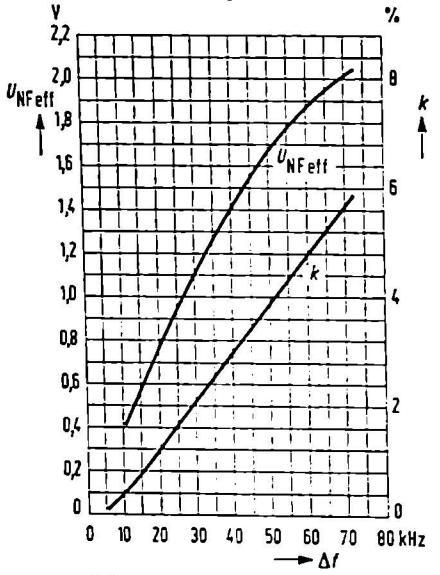
Begrenzungseinsatz bei $U_{i\,eff}=f(U_{Batt})$
$f_Z=5{,}5$ MHz, $\Delta f=\pm 50$ kHz, $f_{mod}=1$ kHz,
$Q_B\approx 45$



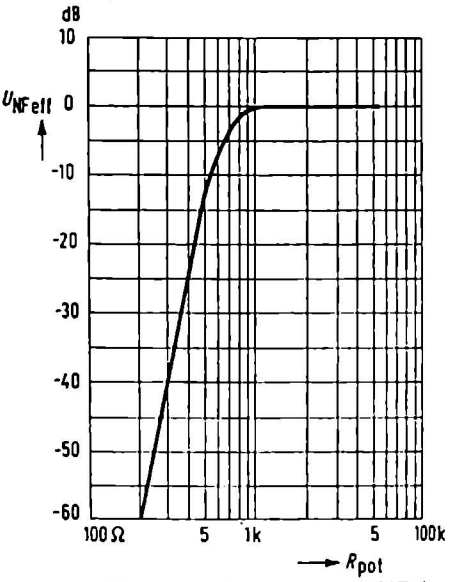
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\,eff}=f(U_{E\,eff})$
Klirrfaktor $k=f(U_{i\,eff})$
$U_{Batt}=12$ V, $f_Z=5{,}5$ MHz, $\Delta f=\pm 50$ kHz,
$f_{mod}=1$ kHz, $Q_B\approx 45$



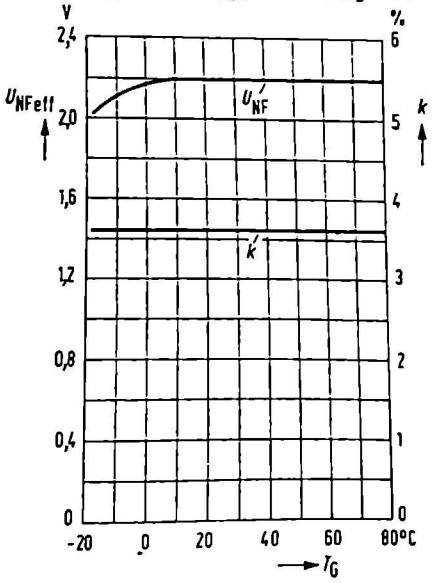
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\,eff}=f(\Delta f)$
Klirrfaktor $k=f(\Delta f)$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $f_{mod}=1\,kHz$,
$U_{i\,eff}=10\,mV$, $Q_B\approx 45$



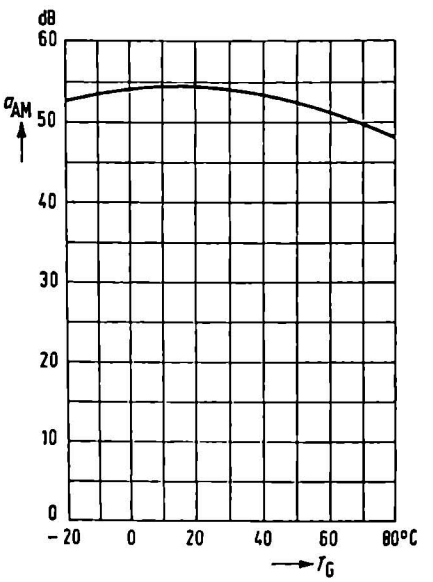
Lautstärkeregelung $\Delta U_{NF}=f(R_{Pot})$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $\Delta f=\pm 50\,kHz$,
$f_{mod}=1\,kHz$, $U_{i\,eff}=10\,mV$, $Q_B\approx 45$,
$R_V=470\,\Omega$



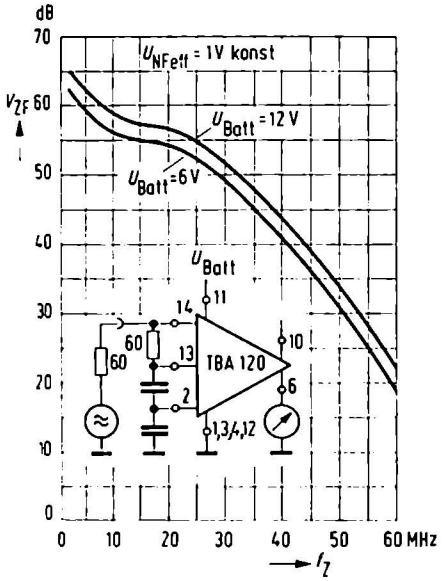
NF-Ausgangsspannung $U_{NF\,eff}=f(T_G)$
Klirrfaktor $k=f(T_G)$
$U_{Batt}=15\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $\Delta f=\pm 50\,kHz$,
$f_{mod}=1\,kHz$, $U_{i\,eff}=10\,mV$, $Q_B\approx 45$



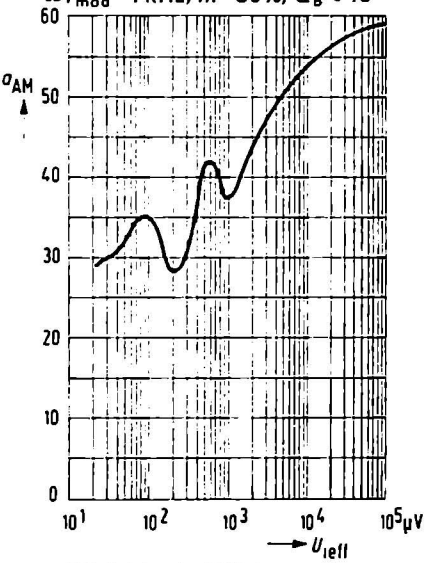
AM-Unterdrückung $a_{AM}=f(T_G)$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $f_{mod}=1\,kHz$,
$m=30\%$, $U_{i\,eff}=10\,mV$, $Q_B\approx 45$



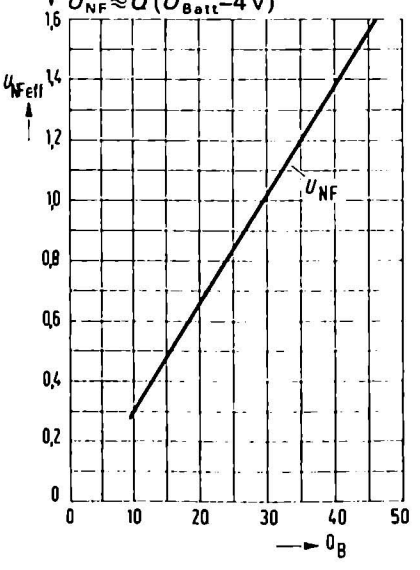
ZF-Verstärkung $V_{ZF}=f(f_Z)$



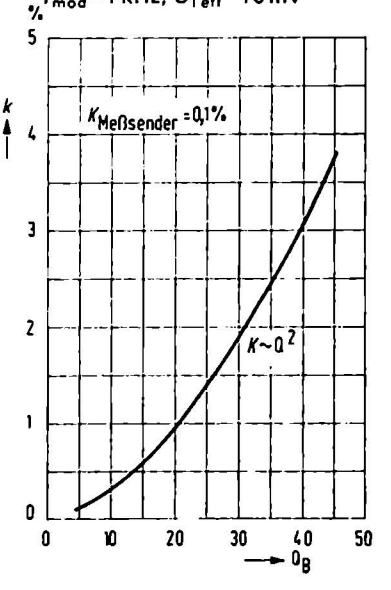
AM-Unterdrückung $a_{AM}=f(U_{1\,eff})$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $\Delta f=\pm 50\,kHz$,
$f_{mod}=1\,kHz$, $m=30\%$, $Q_B\approx 45$



NF-Ausgangsspannung $U_{NF\,eff}=f(Q_B)$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $\Delta f=\pm 50\,kHz$,
$f_{mod}=1\,kHz$, $U_{NF\,eff}=10\,mV$,
$U_{NF}\approx Q\,(U_{Batt}-4\,V)$



Klirrfaktor $k=f(Q_B)$
$U_{Batt}=12\,V$, $f_Z=5{,}5\,MHz$, $\Delta f=\pm 50\,kHz$,
$f_{mod}=1\,kHz$, $U_{1\,eff}=10\,mV$



TBA 400
TBA400D

Bestellbezeichnung
TBA 400: Q67000-A228
TBA 440 D: Q67000-A623

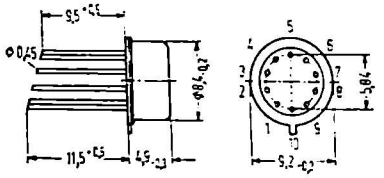
Regelbarer Breitband-Verstärker

Regelbarer, dreistufiger, monolithisch integrierter Breitbandverstärker mit symmetrischem Ein- und Ausgang, besonders geeignet als Video-ZF-Verstärker in Fernsehgeräten:

- 75 dB Verstärkung, 60 dB Regelumfang.
- Sehr gute Linearität der Verstärkung über den gesamten Regelbereich.
- Verzerrungsfreie Verarbeitung von Eingangssignalen bis 240 mV_{eff}.
- Rauschzahl bei 30 dB Abregelung typ 8 dB.

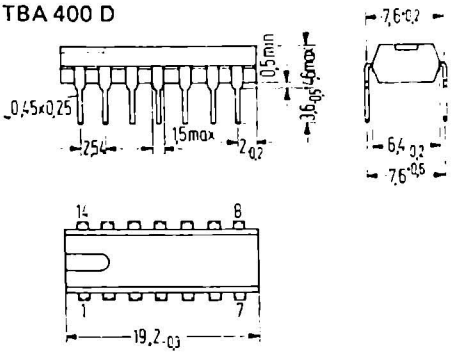
Bauformen zu TBA 400 und TBA 400 D

TBA 400



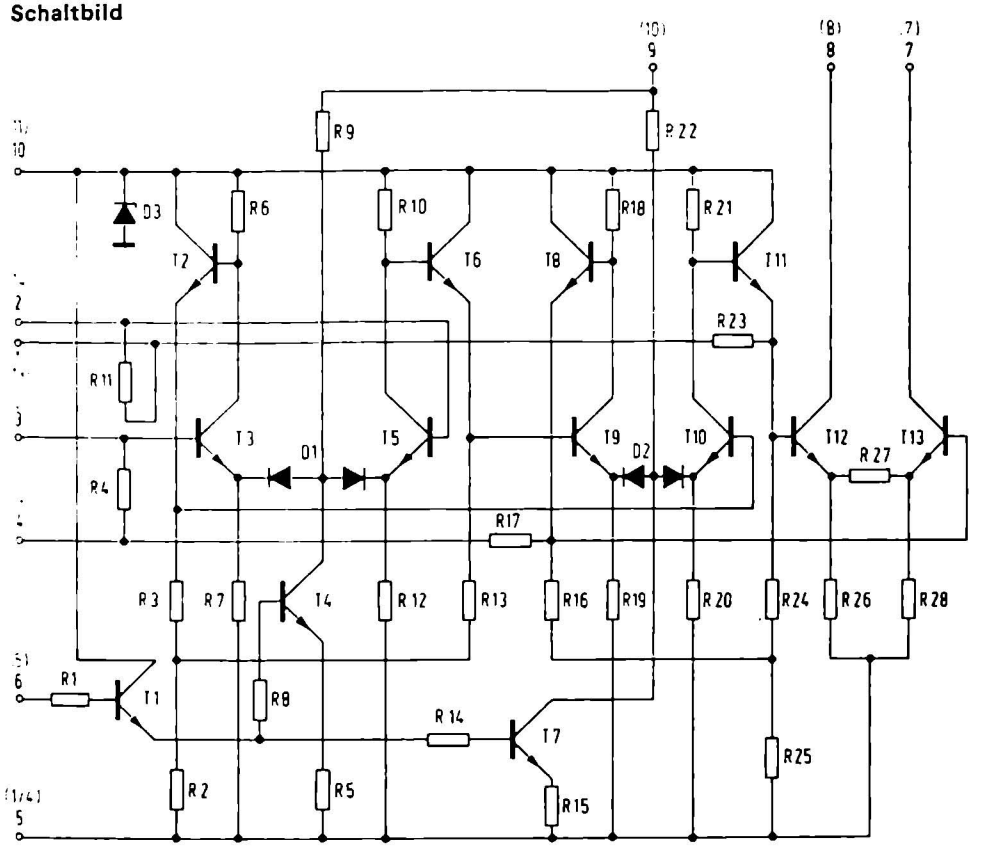
Gehäuse 5 J 10 DIN 41873
(ähnlich TO-100)
Gewicht 1,1 g.

TBA 400 D



Plastik Steckgehäuse 20 A 14 DIN 41866
14 Anschlüsse,
Gewicht etwa 1,1 g

Schaltbild



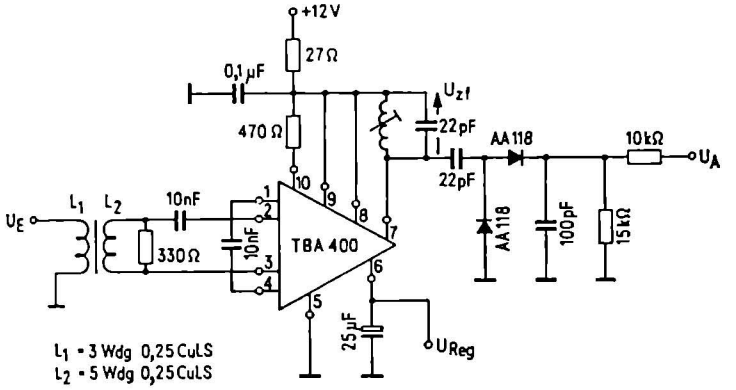
Anschlüsse in Klammern gelten für TBA 400 D

Grenzdaten		TBA 400, TBA 400 D	
Betriebsspannung	U_{Batt}	14	V
Regelstrom	I_G	1	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	−15 bis + 80	°C
Lagertemperatur	T_S	−40 bis +125	°C
Dauerverlustleistung	P_{tot}	400	mW
Funktionsbereich	U_{Batt}	7 bis 14	V
Frequenzbereich	f	0 bis 200	MHz

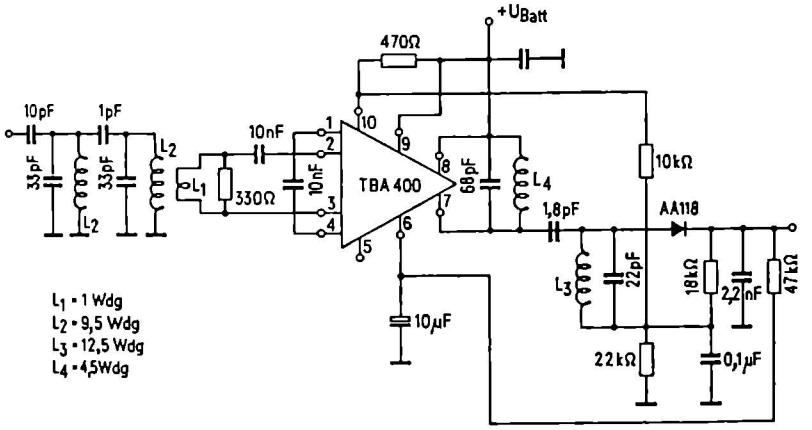
TBA 400
TBA 400 D

Kenndaten (U_{Batt}=12V, T_U=25 °C)		min	typ	max	Einheit
Gesamtstromaufnahme	I_{Batt}		25	32	mA
Ausgangsströme	I_7, I_8	2,7	4,5	6,3	mA
Ausgangsstromdifferenz U_R=0	I_7-I_8		0,4	0,9	mA
U_R=4	I_7-I_8		0,5	1,6	mA
Regelspannung $V_{U\,max}$	U_5			1	V
$V_{U\,min}$	U_6	4,0			V
Regelstrom ($V_{U\,min}$, U_{Reg}=4V)	I_6			33	µA
Eingangsimpedanz (V_{max}; f=36 MHz)	Z_i		0,33/17		kΩ/pF
Eingangsimpedanz (V_{min}; f=36 MHz)	Z_i		1,5/0		kΩ/pF
Ausgangsspannung (f=36 MHz, ($U_R \leq 1$ V [V_{max}]; U_i=120 µV)	$U_{q\,eff}$	1,1	2,0		V
Ausgangsspannung (f=36 MHz, U_R=4 V [V_{min}]; f_{mod}=1 kHz, m=80%, k=5%)	$U_{q\,eff}$		2,9		V
Eingangsspannung (f=36 MHz, $U_R \geq 4$ V [V_{min}], f_{mod}=1 kHz, m=80%, k=5%)	$U_{i\,max\,eff}$		240		mV
Spannungsverstärkung (f=36 MHz, Q_B=9)	$\frac{U_{q\,eff}}{U_{i\,eff}}$		75		dB
Spannungsverstärkung	$\frac{U_{Video\,ss}}{U_{i\,eff}}$		73		dB
Regelumfang (f=33 bis 40 MHz)	$\frac{V_{U\,max}}{V_{U\,min}}$	55	60		dB

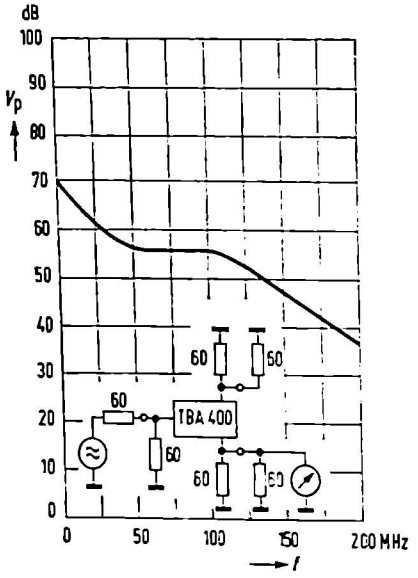
Meßschaltung



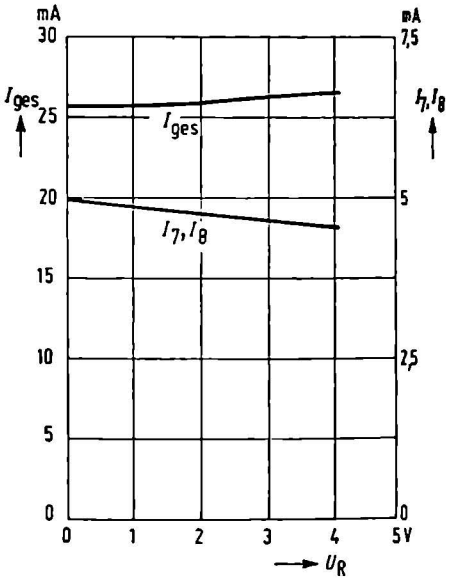
Anwendungsschaltung für 39,2 MHz



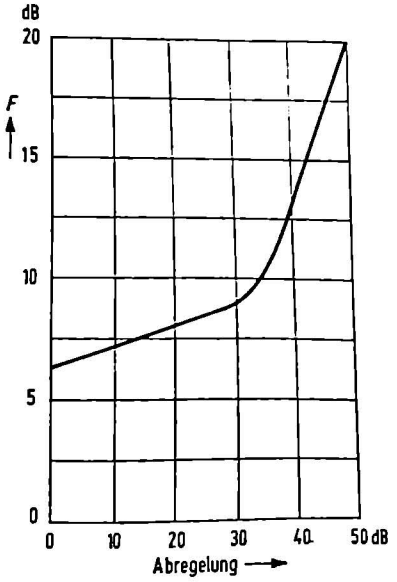
Leistungsverstärkung $V_p = f(f)$
$U_{Batt} = 12\,V$; $U_q = 16\,mV$ constant



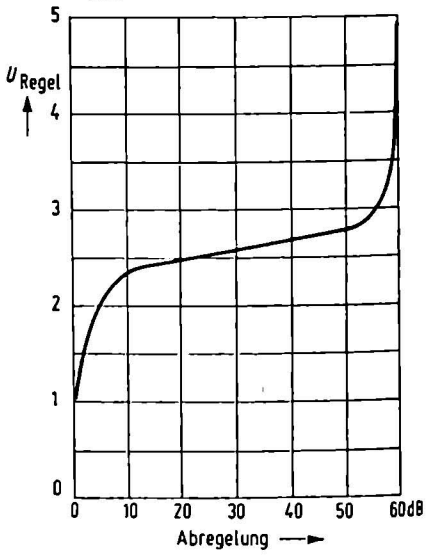
Gesamtstromaufnahme $I_{ges} = f(U_R)$
Ausgangsströme $I_7/I_8 = f(U_R)$
$U_{Batt} = 12\,V$



Rauschen $F = f$ (Abregelung)
$U_{Batt} = 12\,V$, $f = 36\,MHz$



Regelcharakteristik
$U_{Regel} = f$ (Abregelung)
$U_{Batt} = 12\,V$; $f = 36\,MHz$



Bestellbezeichnungen:

S 042 P: Q67000–A335
S 042 E: Q67000–A726

S 042 P
S 042 E

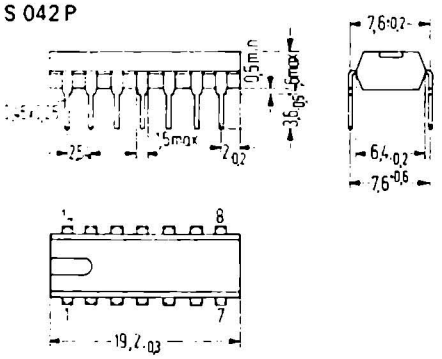
Mischer

S 042 ist ein universell verwendbarer symmetrischer Mischer für Frequenzen bis 200 MHz. Er kann fremdgesteuert oder mit internem Oszillator betrieben werden. Die Eingangssignale werden an den Ausgängen unterdrückt. Neben den üblichen Mischeranwendungen in Empfängern, Umsetzern und Demodulatoren für AM und FM läßt sich der S 042 auch als elektronischer Polaritätsumschalter, Multiplikator u. ä. verwenden.

- Großer Betriebsspannungsbereich
- Vielseitig einsetzbar
- Geringe Außenbeschaltung
- Große Mischsteilheit
- Geringes Rauschen

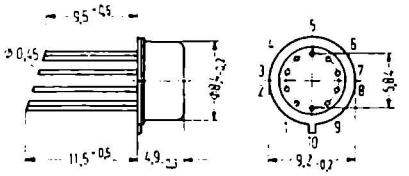
Bauformen:

S 042 P



Plastik-Steckgehäuse 20 A14 DIN 41866
(14 Anschlüsse; DiL)
Gewicht etwa 1,1 g

S 042 E



Gehäuse 5 J10 DIN 41873
(ähnlich TO–100)
Gewicht 1,1 g

Grenzdaten		S 042 P S 042 E	
Betriebsspannung	U_{Batt}	15	V
Betriebstemperatur	T_U	−15 bis +70	°C
Lagertemperatur	T_S	−40 bis +125	°C
Wärmewiderstände S 042 P:	R_{thsu}	110	°K/W
S 042 E:	R_{thsu}	190	°K/W
Betriebsspannungsbereich	U_{Batt}	4 bis 15	V

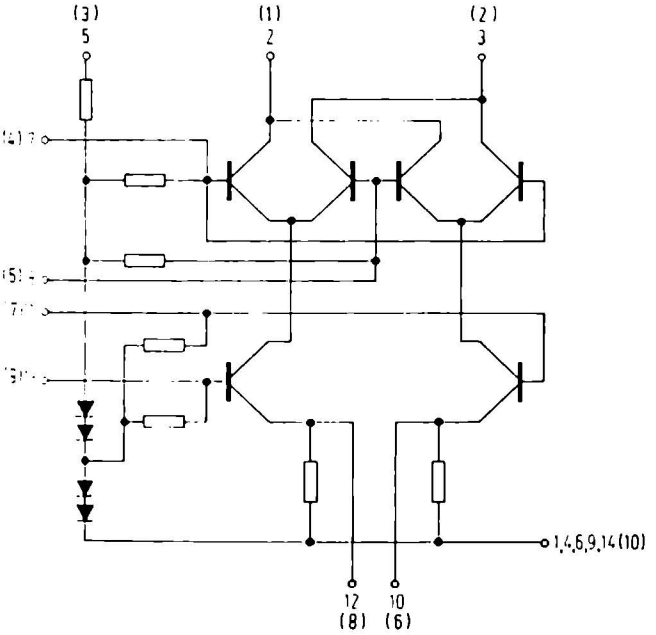
S 042 P
S 042 E

Kenndaten (U_{Batt} = 12V, T_U = 25 °C)

		min	typ	max	
Gesamtstromaufnahme	$I_{ges} = I_2 + I_3 + I_5$	1,4	2,15	2,9	mA
Ausgangsstrom	$I_2 = I_3$	0,36	0,52	0,68	mA
Ausgangsstromdifferenz	$I_3 - I_2$	−60		+60	mA
Versorgungsstrom	I_5	0,7	1,1	1,6	mA
Verstärkung (f = 100 MHz, f_{OSZ} = 110,7 MHz)	V_p	14	16,5		dB
Durchbruchspannung ($I_{2,3}$ = 10 mA, $U_{7,8}$ = 0V)	U_2, U_3	25			V
Ausgangskapazität	C_{2-M}, C_{3-M}		6		pF
Misch-Steilheit	$S = \frac{I_2}{U_7 - U_8} = \frac{I_3}{U_7 - U_8}$		5		mS
Rauschzahl	F		7		dB

Alle im Index erwähnten Anschlüsse beziehen sich auf S 042 P (z. B. I_2)

Schaltbild



Anschlüsse in Klammern gelten für S 042 E

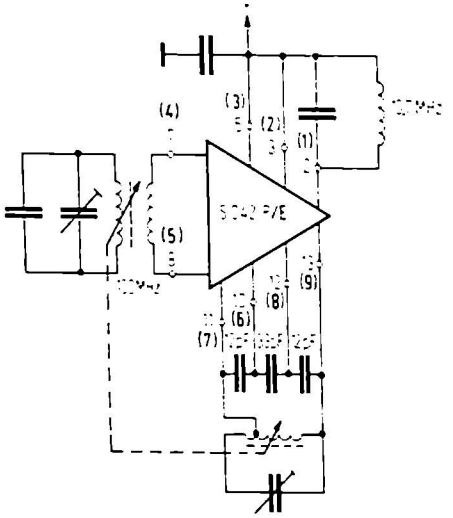
Eine galvanische Verbindung zwischen Anschluß 7 und 8 bzw. 11 und 13 über Koppelwicklungen wird empfohlen.

Zwischen Anschluß 10 gegen 14 (Masse) und 12 gegen 14 darf je ein Widerstand von wenigstens 220 Ω geschaltet werden, der die Ströme und damit die Steilheit erhöht. Die Anschlüsse 10 und 12 dürfen über eine beliebige Impedanz verbunden werden. Sind 10 und 12 direkt verbunden, darf der Widerstand von dieser Verbindung nach 14 minimal 100 Ω betragen. Je nach Aufbau kann ein Kondensator (10 bis 50 pF), zwischen Anschluß 7 und 8 erforderlich sein, um Schwingungen im VHF-Bereich zu unterbinden.

S 042 P
S 042 E

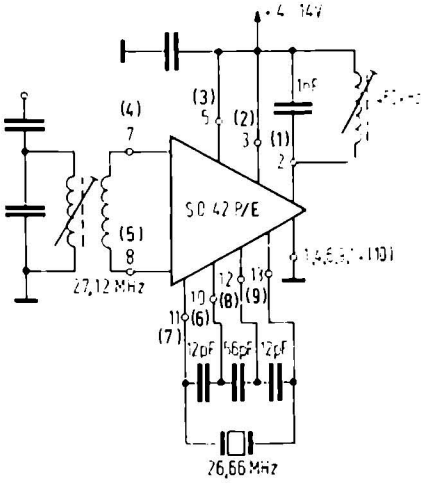
Anwendungsschaltungen:

UKW-Mischer mit induktiver Abstimmung



Anschlüsse in Klammern gelten für S 042 E

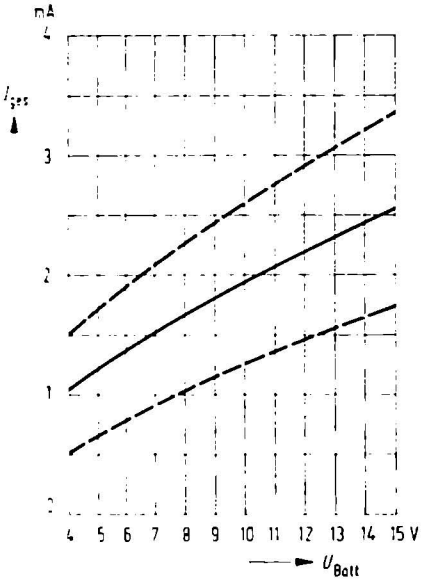
Mischer für Fernsteuer-Empfänger, selbstschwingend



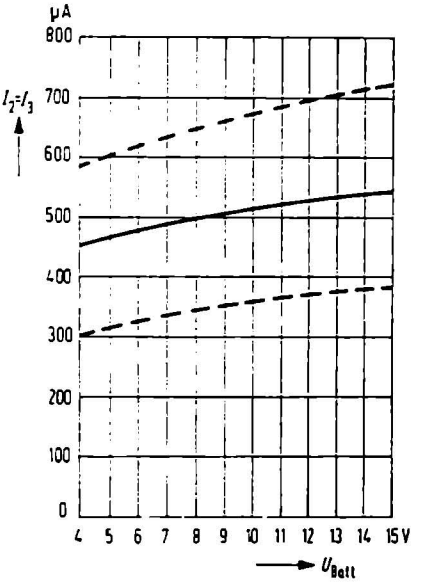
Anschlüsse in Klammern gelten für S 042 E

Bei Oberton-Quarzen empfiehlt sich eine entsprechende Induktivität zwischen Anschluß 10 und 12, die Schwingungen auf dem Grundton verhindert.

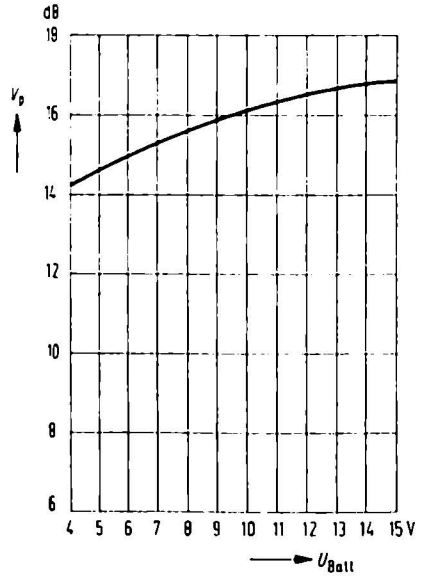
Gesamtstromaufnahme
$I_{ges}=f(U_{Batt})$



Ausgangsstrom
$I_2=I_3=f(U_{Batt})$



Leistungsverstärkung
$V_P=f(U_{Batt})$



4.2 Operationsverstärker

Allgemeine technische Angaben

Integrierte Operationsverstärker sind Gleichspannungsverstärker mit einem sehr breiten Anwendungsfeld in der Regelungstechnik, der industriellen Elektronik sowie in der NF-Technik.

1. Symbolik und Bezeichnungen

Im Schaltsymbol »Operationsverstärker« werden nur Eingangs- und Ausgangsanschlüsse gezeichnet. Bild 1 zeigt das verwendete Symbol, wobei Anschluß 1 den »invertierenden Eingang«, Anschluß 2 den »nicht invertierenden Eingang« und Anschluß 3 den Ausgang kennzeichnet. Dabei hat ein positives Signal an 1 ein negatives Signal an 3 zur Folge.

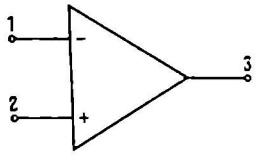


Bild 1

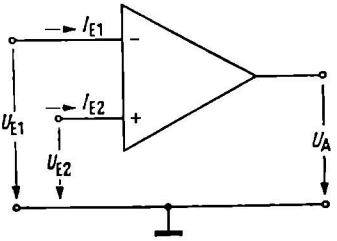


Bild 2

Die Definitionen der wichtigsten Bezeichnungen, die einen Operationsverstärker im allgemeinen ausreichend charakterisieren, sind im folgenden zusammengestellt. Alle Angaben beziehen sich auf symmetrische Versorgungsspannungen.

a) Eingangs-Null-Spannung (Eingangs-Offset-Spannung) U_{EOS} ist diejenige Spannungsdifferenz die an den Eingängen angelegt werden muß, damit der Ausgang auf 0 V liegt (Bild 2).
$U_{EOS} = U_{E1} - U_{E2}$ bei $U_A = 0$ und Generatorwiderstand $R_G = 50\,\Omega$.

b) I_E ist der mittlere statische Eingangsstrom, der für die Funktion des OP notwendig ist (Bild 2).

$$I_E = \frac{I_{E1} + I_{E2}}{2}.$$

c) Eingangs-Null-Strom (Eingangs-Offset-Strom) I_{EOS} ist die Differenz der Eingangsströme im Arbeitsbereich. Er kann bei hohem Generatorwiderstand störend wirken (Bild 2).
$I_{EOS} = I_{E1} - I_{E2}$ bei $U_A = 0$.

d) Leerlauf (-Spannungs) Verstärkung V_U ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung (Bild 3).

$$V_U = \frac{U_A}{U_E}$$

e) Gleichtaktverstärkung V_{UG} gibt die Verstärkung eines an beiden Eingängen gleichphasig eingespeisten Signales an (Bild 4).

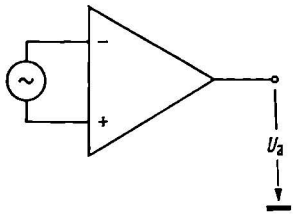


Bild 3

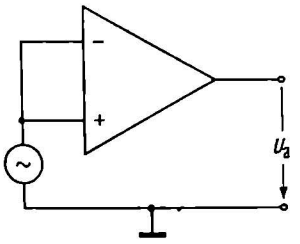
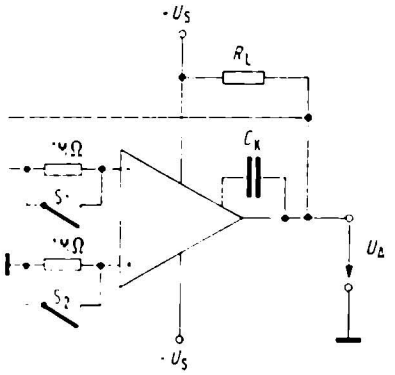


Bild 4

2. Prüfschaltungen für Operationsverstärker

Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

$$I_{E-} = \frac{U_A}{1\ M\Omega}$$

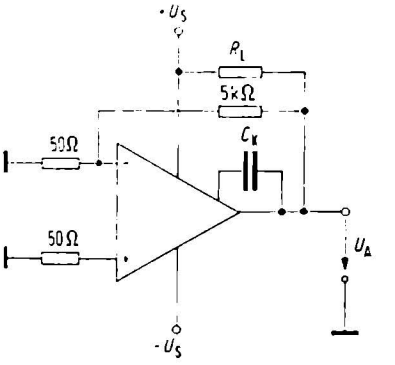
S2 offen – S1 geschlossen:

$$I_{E-} = \frac{U_A}{1\ M\Omega}$$

S1 + S2 offen:

$$I_{EOS} \approx \frac{U_A}{1\ M\Omega}$$

Eingangsnullspannung

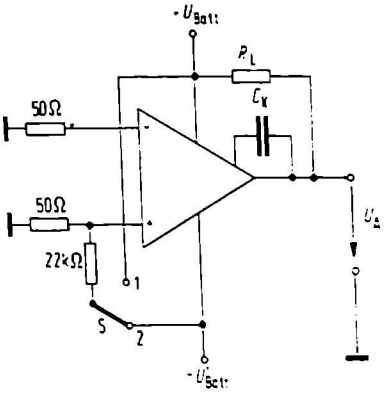


$$U_{EOS} = U_{AOS}/V_U$$

$$V_U = 100$$

$$U_{EOS} = \frac{U_{AOS}}{100}$$

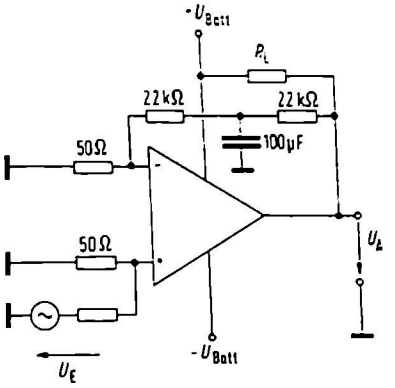
Ausgangsspannung



S in Stellung 1: $U_A = U_{AL}$

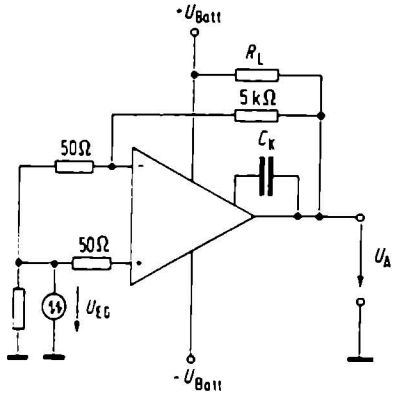
S in Stellung 2: $U_A = U_{AO}$

Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz



$$V_U = 20 \lg \left(\frac{U_A}{U_E} \right) \text{ [dB]}$$

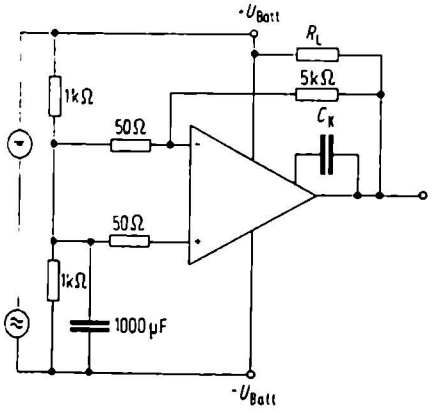
Gleichtaktunterdrückung



$$V_{UG} = \frac{U_A}{U_{EG}}$$

$$G = 20 \lg \frac{U_A}{U_{EG}} \text{ [dB]}$$

Betriebsspannungsunterdrückung



$$\frac{\Delta U_{EOS}}{\Delta U_{Batt}} = \frac{\Delta U_{AOS}}{100 \cdot \Delta U_{Batt}}$$

TAA 761 TAA 765
TAA 761 A TAA 765 A
TAA 761 W TAA 765 W
TAA 762

Bestellbezeichnungen

TAA 761:	Q67000-A224	TAA 765:	Q67000-A226
TAA 761A:	Q67000-A522	TAA 765A:	Q67000-A524
TAA 761W:	Q67000-A598	TAA 765W:	Q67000-A599
TAA 762:	Q67000-A523		

Operationsverstärker

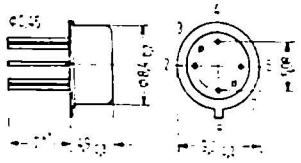
Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

Neben hoher Verstärkung, großem Eingangswiderstand, kleiner Nullspannung, geringer Temperatur- und Versorgungsspannungsabhängigkeit zeichnen sich die Verstärker besonders aus durch:

- Hohen Gleichtaktbereich
- Großen Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großen Temperaturbereich (TAA 762)
- Großen Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Weitgehende Sicherheit gegen Zerstörung

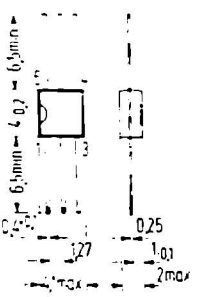
Bauformen

TAA 761, TAA 762, TAA 765



Gehäuse 5 H 6
DIN 41873
(ähnlich TO 78)
Gewicht etwa 1 g

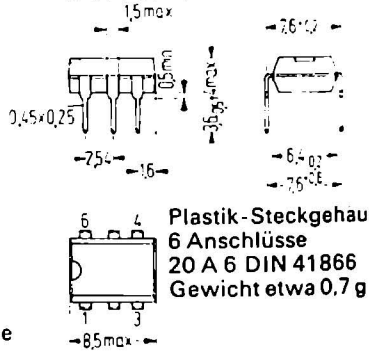
TAA 761 W, TAA 765 W



Kunststoffminiaturgehäuse
6 Anschlüsse
Gewicht etwa 0,1 g
Farbkennzeichnung

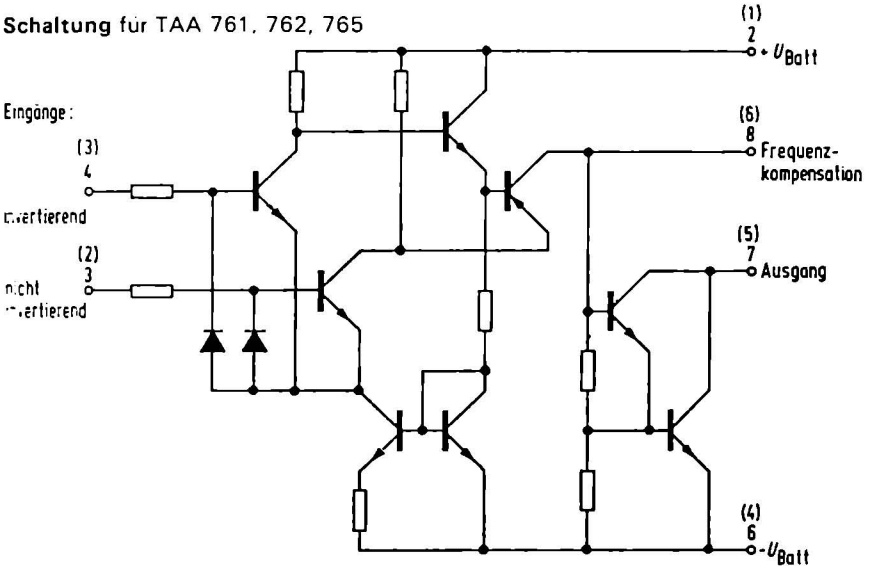
TAA 761 W	weiß/weiß
TAA 765 W	gelb/gelb

TAA 761 A, TAA 765 A



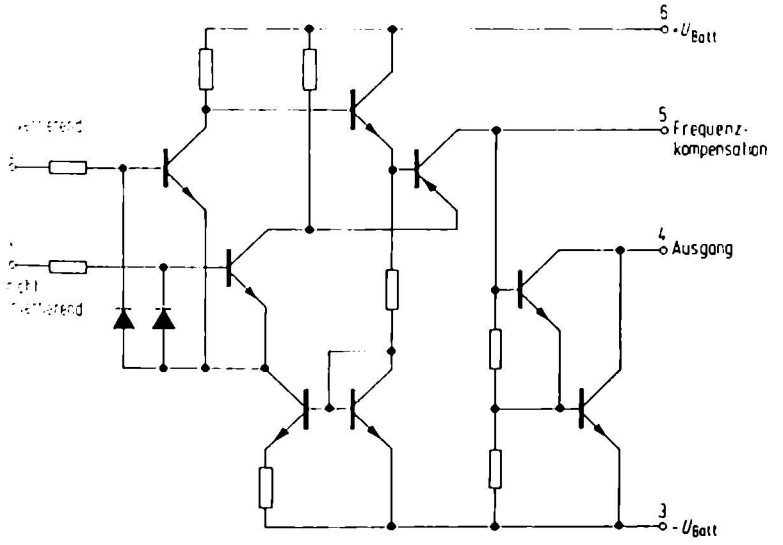
Plastik-Steckgehäuse
6 Anschlüsse
20 A 6 DIN 41866
Gewicht etwa 0,7 g

Schaltung für TAA 761, 762, 765



Anschlüsse in Klammern gelten für TAA 761A und TAA 765A

Schaltung für TAA 761W und TAA 765W



TAA 761 TAA 765
TAA 761 A TAA 765 A
TAA 761 W TAA 765 W
TAA 762

Grenzdaten

		TAA 761/TAA 761 A TAA 761 W/TAA 762 TAA 765/TAA 765 A TAA 765 W	
Betriebsspannung	U_{Batt}	±18	V
Max. Ausgangsstrom	I_A	70	mA
Max. Differenz-Eingangsspannung	U_{DE}	± U_{Batt}	
Funktionsbereich	U_{Batt}	± 2 bis ±18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb (TAA 761/A/W	T_U	0 bis +70	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb (TAA 765/A/W)	T_U	−25 bis +85	°C
Umgebungstemperatur im Betrieb (TAA 762)	T_U	−55 bis +125	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur (TAA 761/A; TAA 765/A)	T_s	−40 bis +150	°C
Lagertemperatur (TAA 761 W, TAA 765 W)	T_s	−40 bis +125	°C
Lagertemperatur (TAA 762)	T_s	−55 bis +150	°C
Wärmewiderstände			
System-Gehäuse (TAA 761, TAA 762, TAA 765)	R_{thSG}	80	K/W
System-Umgebung (TAA 761/762/765)	R_{thSU}	190	K/W
System-Umgebung (TAA 761 A, TAA 765 A)	R_{thSU}	140	K/W
System-Umgebung (TAA 761 W, 765 W)	R_{thSU}	200	K/W

Elektrische Kenndaten

U_{Batt} = ±15 V

		TAA 761/A/W TAA 765/A/W T_U = 25 °C			TAA 762 T_U = 25 °C			TAA 762 T_U = −55 bis 125 °C		
		min	typ	max	min	typ	max	min	max	
Leistungsaufnahme (R_L=2 kΩ, U_A≈0)	P		170	190		170	190			mW
Leerlaufstromaufnahme	I_{Batt}		1,8	2,5		1,8	2,5			mA
Eingangs-Null-Spannung (R_G=50 Ω)	U_{EOS}			±6			±4		±6	mV
Eingangs-Null-Strom	I_{EOS}		80	300		50	100		300	nA
Eingangsstrom	I_E		0,5	1,0		0,3	0,7		1,0	µA
Ausgangsspannung (R_L=2 kΩ)	U_{ass}	±14			±14			±14		V
Ausgangsspannung (R_L=620 Ω)	U_{ass}	±12			±12			±12		V
Ausgangsspannung (R_L=2 kΩ, f=100 kHz)	U_{ass}		±10			±10				V
Eingangsimpedanz (f=1 kHz)	Z_e		200			200				kΩ
Leerlauf-Spannungsverstärkung (R_L=2 kΩ, f=1 kHz)	V_U	81,5	85		85	87		80		dB
Leerlauf-Spannungsverstärkung (R_L=10 kΩ, f=1 kHz)	V_U		90			92				dB
Leerlauf-Spannungsverstärkung (R_L=2 kΩ, f=1 MHz)	V_U		43			43				dB
Ausgangssperrstrom	I_{AR}		1			1				µA

Elektrische Kenndaten $U_{Batt}=\pm15$ V		TAA 761/A/W TAA 765/A/W $T_U=25$ °C			TAA 762 $T_U=25$ °C			TAA 762 $T_U=-55$ bis 125 °C		
		min	typ	max	min	typ	max	min	max	
Eingangs-Gleichtaktbereich ($R_L=2\,k\Omega$)	U_{EG}	±12,0	±13,5		±12,0	±13,5				V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L=2\,k\Omega$)	G	65	79		70	81				dB
Betriebsspannungs-unterdrückung ($C_K=1$ pF, $V_U=100$)	$\frac{\Delta U_{EOS}}{\Delta U_{Batt}}$		25	200		25	200			µV/V
Temp.-Koeffizient d. U_{EOS} ($R_G=50\,\Omega$)	α_E		6			6	25			µV/°C
Temp.-Koeffizient d. I_{EOS} ($R_G=50\,\Omega$)	α_I		0,3			0,3	1,5			nA/°C
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_a im nicht invert. Betrieb (Meßschaltung 1)	$\frac{dU_a}{dt_r}$		9			9				V/µs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_a im invert. Betrieb (Meßschaltung 2)	$\frac{dU_a}{dt_r}$		18			18				V/µs
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S=2{,}5\,k\Omega$)	U_{REing}		3			3				µV
$U_{Batt}=\pm5$ V						+				
Leerlaufstromaufnahme	I_{Batt}		0,7			0,7				mA
Eingangsnullspannung	U_{EOS}			±6			±4			mV
Eingangsnullstrom	I_{EOS}			300			70			nA
Eingangsstrom	I_E			1,0			0,6			µA
Ausgangsspannung ($R_L=2\,k\Omega$)	U_{aSS}	±4			±4					V
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L=2\,k\Omega$, $f=1$ kHz)	V_U	70			70					dB

TBA 221	– 741
TBA 221 A	– 741
TBA 221 B	– 741
TBA 221 W	– 741
TBA 222	– 741

Bestellbezeichnungen

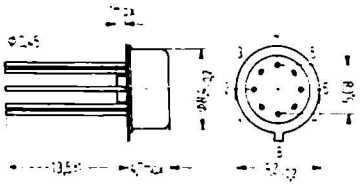
TBA 221:	Q67000-A134
TBA 221 A:	Q67000-A225
TBA 221 B:	Q67000-A281
TBA 221 W:	Q67000-A923
TBA 222:	Q67000-A97

Operationsverstärker

TBA 221 und TBA 222 sind monolithisch integrierte Operationsverstärker im Gehäuse ähnlich 5 G 8 DIN 41873 (TO-99). Sie zeichnen sich aus durch großen Gleichtaktspannungsbereich sowie Kurzschlußfestigkeit. Ferner bieten sie eine Abgleichmöglichkeit der Eingangs-Nullspannung. Die Anschlußbelegung entspricht dem TAA 521, doch werden keine externen Bauelemente zur Frequenzkompensation benötigt. Die interne Verstärkungsabsenkung von 6dB/Oktave ergibt größtmögliche Stabilität in rückgekoppelten Schaltungsanwendungen. TBA 221 A (14 Anschlüsse), TBA 221 B (8 Anschlüsse) in Plastik-Steckgehäuse, TBA 221 W (8 Anschlüsse) im Kunststoff-Miniaturgehäuse.

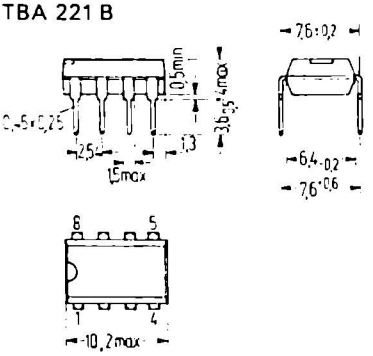
Bauformen

TBA 221, TBA 222



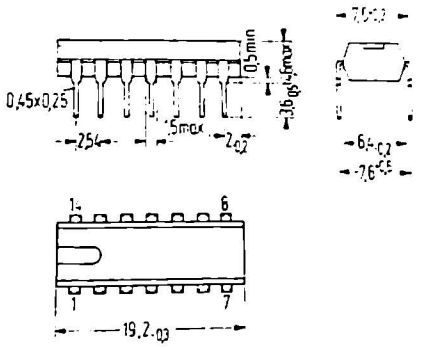
Gehäuse ähnl. 5 G 8 DIN 41873 (TO-99)
Gewicht etwa 1,2 g, Maße in mm
Verbindung zwischen Pin 4 und Gehäuse

TBA 221 B



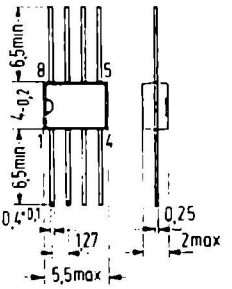
Plastik-Steckgehäuse 8 Anschlüsse:
20 A 8 DIN 41866 Gewicht etwa 0,7 g

TBA 221 A



Plastik-Steckgehäuse 14 Anschlüsse;
20 A 14 DIN 41866 (TO-116) Gewicht etwa 1,1 g

TBA 221 W



Kunststoff-Miniaturgehäuse
8 Anschlüsse Gewicht etwa 0,15 g
Farbkennzeichnung braun/braun

Grenzdaten		TBA 221 TBA 221 A TBA 221 B TBA 221 W	TBA 222	
Betriebsspannung	U_{Batt}	±18	±22	V
Eingangsspannung[1])	U_E	±15	±15	V
Max. Differenzeingangsspannung	U_{DE}	±30	±30	V
Kurzschlußdauer[2])	t_z	∞	∞	
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70	−55 bis +125	°C
Lagertemperatur	T_S	−65 bis +150	−65 bis +150	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Wärmewiderstände				
System – Gehäuse (TBA 221/222)	R_{thSG}		80	K/W
System – Umgebung (TBA 221/222)	R_{thSU}		190	K/W
System – Umgebung (TBA 221 A)	R_{thSU}		120	K/W
System – Umgebung (TBA 221 B)	R_{thSU}		140	K/W
System – Umgebung (TBA 221 W)	R_{thSU}		200	K/W

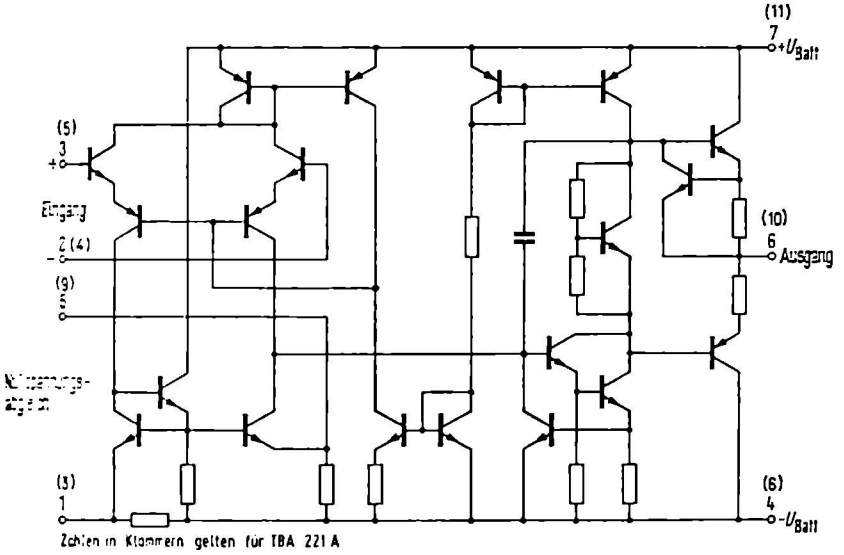
[1]) Für Betriebsspannungen kleiner als ±15 V ist die maximale Eingangsspannung der Betriebsspannung gleich.
[2]) Kurzschluß kann gegen Masse oder Betriebsspannung U_{Batt} erfolgen.

TBA 221 – 741
TBA 221 A – 741
TBA 221 B – 741
TBA 221 W – 741
TBA 222 – 741

Elektrische Kenndaten ($U_{Batt}=\pm15$ V, $T_U=25$ °C wenn nicht anders angegeben)		TBA 221, TBA 221 A, TBA 221 B, TBA 221 W			TBA 222			
		min	typ	max	min	typ	max	
Eingangs-Nullspannung	U_{EOS}			±6			±4	mV
($R_G \leq 10$ kΩ, $T_U=0$ bis 70 °C	U_{EOS}			±7,5				mV
($R_G \leq 10$ kΩ, $T_U=-55$ bis 125 °C)	U_{EOS}					11	±5,5	mV
Einstellbereich der Eingangs-Nullspannung	$\pm U_{EOS}$	±6			±6			mV
Eingangs-Nullstrom	I_{EOS}		20	200		20	100	nA
($T_U=0$ bis 70 °C)	I_{EOS}			300				nA
($T_U=-55$ bis 125 °C)	I_{EOS}						400	nA
Eingangsstrom	I_E		80	500		80	350	nA
($T_U=0$ bis 70 °C)	I_E			800				nA
($T_U=-55$ bis 125 °C)	I_E					0,3	1,2	µA
Stromaufnahme	I_{Batt}		1,7	2,8		1,7	2,8	mA
Ausgangskurzschlußstrom	I_{kS}		18			18		mA
Eingangswiderstand	R_E	300	2000		300	2000		kΩ
Ausgangswiderstand	R_A		75			75		Ω
Ausgangsspannung ($R_L \geq 10$ kΩ)	U_{aSS}	±12	±14		±12	±14		V
($R_L \geq 2$ kΩ)	U_{aSS}	±10	±13		±10	±13		V
Eingangs-Spannungsbereich	U_{EG}	±12	±13		±12	±13		V
Spannungsverstärkung ($U_{aSS}=\pm10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ)	V_U	86	100		94	106		dB
Spannungsverstärkung ($U_{aSS}=\pm10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ, $T_U=0$ bis 70 °C)	V_U	83,5						dB
Spannungsverstärkung ($U_{aSS}=\pm10$ V, $R_L \geq 2$ kΩ, $T_U=-55$ bis 125 °C)	V_U				88			dB
Gleichtaktunterdrückung ($R_G \leq 10$ kΩ)	G	70	90		80	90		dB
Betriebsspannungs-unterdrückung	$\frac{\Delta U_{EOS}}{\Delta U_{Batt}}$	30	150		30	100		µV/V
Leerlaufleistungsverbrauch	P_D		50	85		50	85	mW
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U=1$:								
Anstiegszeit ($U_E=20$ mV, ($R_L=2$ kΩ, $C_L=<100$ pF ($C_L=20$ mV, $R_L=2$ kΩ, $C_L<100$ pF)	t_r		0,3			0,3		µs
Überschwingen			5			5		%
Anstiegsflanke ($R_L \geq 2$ kΩ)	$\frac{dU_{aSS}}{dt}$		0,5			0,5		V/µs
Temperaturkoeffizient	der U_{EOS}					3		µV/°C
Temperaturkoeffizient	der I_{EOS}					0,4		nA/°C
Eingangskapazität	C_E		1,4			1,4		pF

TBA 221 – 741
TBA 221 A – 741
TBA 221 B – 741
TBA 221 W – 741
TBA 222 – 741

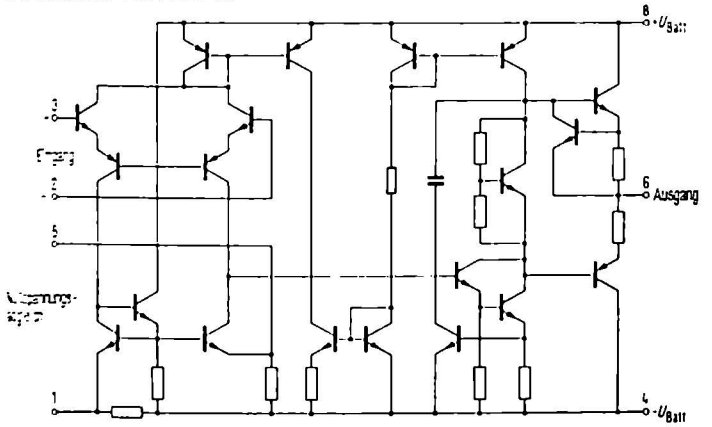
Schaltbild TBA 221, TBA 221 A, TBA 221 B, TBA 222



Beim Typ TBA 221, TBA 221 A und TBA 222 (Plastik-Steckgehäuse 14 Anschl.) sind die Stifte (1), (2), (7), (12), (13), und (14) nicht belegt.

Beim Typ TBA 221 B (Plastik-Steckgehäuse 8 Anschl.) ist der Stift 8 nicht belegt.

Schaltbild TBA 221 W

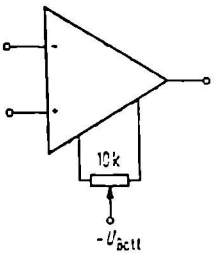


6Beim Typ TBA 221 W Kunststoff-Miniaturgehäuse ist der Stift 7 nicht belegt

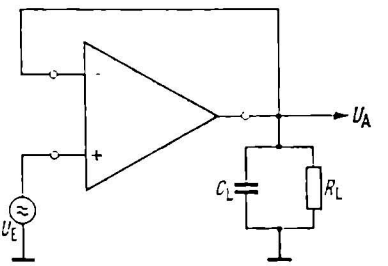
TBA 221 – 741
TBA 221 A – 741
TBA 221 B – 741
TBA 221 W – 741
TBA 222 – 741

Meßschaltungen

Nullspannungsabgleichspannung



Testschaltung für Einschwingverhalten von U_{oss}



Optoelektronik, Halbleiter

5. Optoelektronik, Halbleiter

5.1. Allgemeine technische Angaben

Silizium-Solarzellen

Diese Fotodioden haben einen PN-Übergang, der durch Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung gepolt wird. Die mit wachsender Sperrspannung abnehmende Kapazität verringert die Schaltzeiten. Der PN-Übergang ist dem Licht möglichst gut zugänglich gemacht. Ohne Beleuchtung fließt ein sehr kleiner Sperrstrom, der sogenannte Dunkelstrom. Fällt auf die Umgebung des PN-Überganges Licht, so werden dort Ladungsträgerpaare erzeugt, die zu einer Erhöhung des Sperrstromes führen. Dieser Fotostrom ist der Beleuchtungsstärke proportional. Daher eignen sich Fotodioden sehr gut für quantitative Lichtmessungen. Die Anwendung der Planartechnik bringt zwei wesentliche Vorteile: Die Dunkelströme sind wesentlich kleiner als bei vergleichbaren Fotobauelementen in nichtplanarer Technologie. Dies führt zu einer Verringerung des Stromrauschens und damit zu einer entscheidenden Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses.

Außerdem kann auf den Einbau in ein dichtes Gehäuse verzichtet werden. So wird der Aufbau leistungsfähiger Abtastsysteme mit großer Packungsdichte möglich.

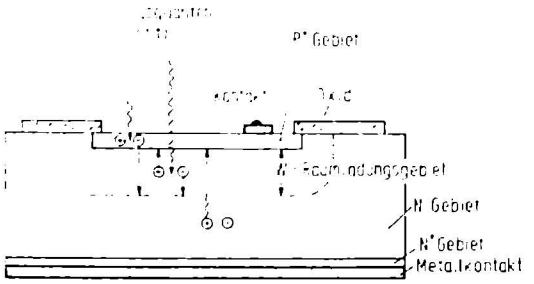


Abb. 1

Abb. 1 zeigt den schematischen Aufbau einer Fotodiode. Die Grenze der Raumladungszone ist durch eine gestrichelte Linie angedeutet.

Ohne Beleuchtung fließt durch den PN-Übergang nur ein geringer Dunkelstrom I_D, der von thermisch erzeugten Trägern herrührt.

Bei Beleuchtung werden durch die Strahlungsquanten (innerer Fotoeffekt) zusätzliche Ladungsträgerpaare (Elektron-Lochpaare) im p- und n-Gebiet erzeugt. Träger, die im Raumladungsgebiet entstehen, werden infolge des dort herrschenden elektrischen Feldes sofort abgesaugt, und zwar die Löcher zur p- und die Elektronen zur n-Seite hin. Die Träger aus dem übrigen Gebiet müssen erst in die Raumladungszone diffundieren, um dort getrennt zu werden. Rekombinieren Löcher und Elektronen vorher, tragen sie nicht zum Fotostrom bei.
Der Fotostrom I_P setzt sich also aus dem Driftstrom der Raumladungszone und dem Diffusionsstrom des p- und n-Gebietes zusammen.

I_P ist der einfallenden Strahlungsintensität proportional. Da I_D bei Dioden sehr klein ist, kann er in der Gleichung $I_P = I_P + I_D$ vernachlässigt werden. Wir erhalten daher über einen sehr großen Bereich einen linearen Zusammenhang zwischen I_P und der einfallenden Strahlungsintensität.

Dioden mit einer kleinen Raumladungsweite nennt man pn-Dioden,
Dioden mit einer großen Raumladungsweite PIN-Dioden.

Bei pn-Dioden ist der dominierende Anteil am Fotostrom der Diffusionsstrom, bei PIN-Dioden der Driftstrom.

Da die Kapazität der Raumladungsweite W umgekehrt proportional ist, zeichnet sich die PIN-Diode gegenüber einer pn-Diode gleicher Fläche durch die kleinere Kapazität aus. Für die Kapazität der (meisten) Dioden gilt

$$C_D \sim \sqrt{\frac{N}{U}}$$

je niedriger die Dotierung N des Grundmaterials und je höher die angelegte Spannung U ist, umso kleiner ist die Kapazität.

In Abb. 2 ist die Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung einer PIN-Diode z.B. BPY 12 zu sehen.

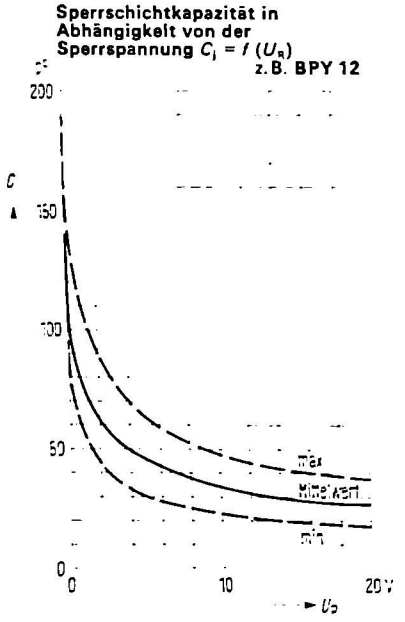


Abb. 2

Silizium-Fototransistor-Zeilen

Silizium-Fotoelemente stehen als groß- und als kleinflächige Elemente zur Verfügung. Die durch Diffusion erzeugte Sperrschicht liegt dicht unter der Oberfläche. Die Leerlaufspannung steigt in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke logarithmisch an und erreicht schon bei niedrigen Beleuchtungsstärken hohe Werte. Sie ist unabhängig von der Größe des Fotoelementes.

Der Kurzschlußstrom steigt in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke linear an, wenn die Oberfläche ganz beleuchtet wird und ist proportional der Größe der lichtempfindlichen Fläche. Um ohne Rücksicht auf die spektrale Zusammensetzung des Lichtes die praktisch interessierenden Beleuchtungsverhältnissen aus den angegebenen Kurven zugrunde legen zu können, bedient man sich der Größe des Kurzschlußstromes der zur Anwendung gelangenden Fotoelemente.

Der optimale Einsatz von Fotoelementen ist – vom jeweiligen Anwendungsfall abhängig – mit den Beleuchtungsbedingungen und Widerstands-Anpassungsverhältnissen eng gekoppelt. In den Datenblättern werden zum jeweiligen Typ Anpassungskurven gebracht. Dabei wird als Abszisse der Kurzschlußstrom I_K bei der ihm proportionalen Beleuchtungsstärke und auf die Ordinate der dazugehörige Fotostrom I_P bzw. die entsprechende Fotospannung U_P aufgetragen. Als Parameter wird der Lastwiderstand R_L dargestellt. Diese Darstellungsart zeigt dem Anwender auf den ersten Blick, ob er sich noch im Bereich der vorgesehenen Betriebsart befindet (Kurzschlußbetrieb mit absoluter Linearität oder Leerlaufbetrieb mit logarithmischem Verhalten). Bei gegenüber den Datenangaben abweichenden Beleuchtungsquellen sollten die entsprechenden Kurven erstmalig ermittelt werden, um klare Verhältnisse zu schaffen.
Die Anstiegszeit einer Signalspannung, die von einem Fotoelement an einen Arbeitswiderstand geliefert wird, hängt in erster Linie von den Betriebsbedingungen ab. Dabei lassen sich zwei Grenzfalle unterscheiden:

1. Arbeitswiderstand kleiner als Anpassungswiderstand
   (Tendenz nach Kurzschlußbetrieb)
2. Arbeitswiderstand größer als der Anpassungswiderstand
   (Tendenz nach Leerlaufbetrieb)

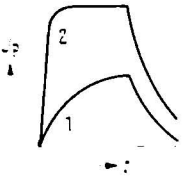
Für den Fall nach 1) verläuft der Anstieg der Fotospannung analog der Aufladung eines Kondensators über einen Widerstand bei konstanter Spannungsquelle. Beim Fotoelement muß die Sperrschichtkapazität C_j aufgeladen werden. Der Anstieg erfolgt mit der Zeitkonstanten $\tau = R_L \cdot C_j$, wobei R_L der Arbeitswiderstand ist (hierbei ist der geringe ohmsche Widerstand des Fotoelementes als vernachlässigbar betrachtet).

Nach Fall 2) verläuft der Anstieg der Fotospannung U_P entsprechend der Aufladung eines Kondensators mit konstantem eingeprägtem Strom. Die Anstiegszeit t_r der Fotospannnug folgt dann der Beziehung:

$$t_r = \frac{U_P \cdot C_j}{I_K}$$

I_K ist der Kurzschlußstrom unter den vorgegebenen Beleuchtungsverhältnissen.
Diese Abhängigkeit besteht nur für Spannungen U_P, die kleiner als etwa 80% des Endwertes der Leerlaufspannung sind.

Die Darstellung zeigt das grundsätzliche Anstiegsverhalten von Fotoelementen



Fall 1) Anstieg nach Beziehung:

$$U_P = I_K \cdot R_L \cdot \left(1 - e \cdot \frac{t}{R_L \cdot C_J}\right)$$

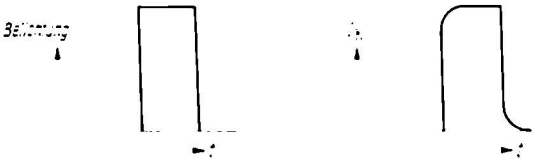
mit der Zeitkonstanten $\tau = R_L \cdot C_J$

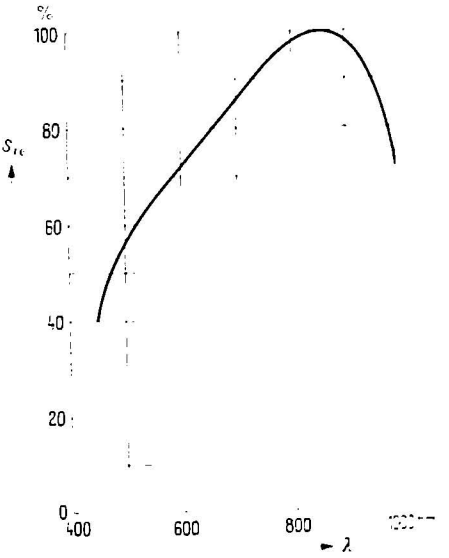
Fall 2) Anstieg $t_r = \dfrac{U_P \cdot C_J}{I_K}$

Abfall in beiden Fällen mit $\tau = R_L \cdot C_J$

Die Überlagerung feinerer Effekte kann unter Umständen eine Modifizierung der Darstellung fordern.

Z. B.: Bei sehr kleinen Zeitkonstanten, insbesondere im Kurzschlußbetrieb, ist die reale Impulsform des Kurzschlußstromes zu beachten, die von einem idealen Rechteckimpuls abweicht. Siehe Darstellung:





Relative spektrale Empfindlichkeit
$S_{rel} = f(\lambda)$

Silizium-Fototransistoren

Durch Einführung der Planartechnik lassen sich nun Fototransistoren mit kleinen Abmessungen und hoher Fotoempfindlichkeit herstellen. Sie werden als fotoelektrische Empfänger in Überwachungs- und Regelgeräten verwendet. Wegen der maximalen Fotoempfindlichkeit dieser Bauelemente nahe der Infrarotgrenze des Lichtwellenspektrums sind die Fototransistoren hervorragend als Empfänger für Glühlampenlicht geeignet.

In der Wirkungsweise entspricht ein Fototransistor einer Fotodiode mit eingebautem Verstärker. Er weist eine 100–500mal größere Fotoempfindlichkeit auf als eine vergleichbare Fotodiode.

Der Fototransistor wird vorzugsweise in Emitterschaltung betrieben und verhält sich dabei ähnlich wie ein NF-Transistor.

Ohne Beleuchtung fließt nur ein kleiner Kollektor-Emitter-Reststrom. Für ihn gilt näherungsweise $I_a = B \cdot I_{CBO}$ wobei B die Stromverstärkung und I_{CBO} den Sperrstrom der Basisdiode bedeutet.

Bei Beleuchtung erhöht sich der Sperrstrom der Basisdiode I_{CBO} um den Fotostrom I_P'. Damit erhalt man für den Fotostrom $I_P \sim B\ (I_{CBO} + I_P')$.

Der Fotostrom eines Transistors ist also eine Funktion des Fotostromes I_P' der Basisdiode und der Stromverstärkung B. Da B nicht beliebig erhöht werden kann, strebt man eine möglichst hohe Fotoempfindlichkeit der Basisdiode an.

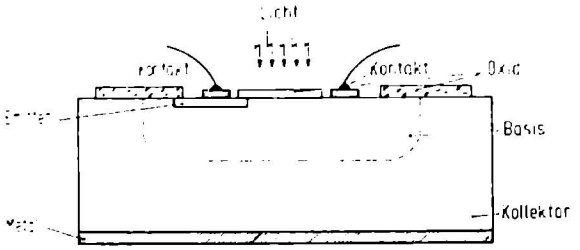


Abb. 3

In Abb. 3 ist der Aufbau eines Fototransistors wiedergegeben. Der Emitter und der Basisanschluß sind seitlich angebracht, damit die Basisdiode der Strahlung möglichst gut zugänglich ist. Die große Kollektorzone sorgt dafür, daß möglichst viele Strahlungsquanten dort absorbiert werden und so zum Fotostrom beitragen.

Da die Verstärkung B stromabhängig ist, besteht im Gegensatz zu einer Fotodiode zwischen einfallender Strahlungsintensität und Fotostrom I_P nur in einem kleinen Bereich ein linearer Zusammenhang. Bild 4 zeigt ein typisches Kennlinienfeld eines Fototransistors.

Weil der Sperrstrom I_{CBO} der Basisdiode ebenso verstärkt wird wie der Photostrom I_P' der Basisdiode, ergibt sich beim Transistor kein günstigeres Signal-Rauschverhältnis als bei der Fotodiode.

Fotostrom in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitterspannung $I_p = f(U_{CE})$
E_v = Parameter z. B. bei BPX 38

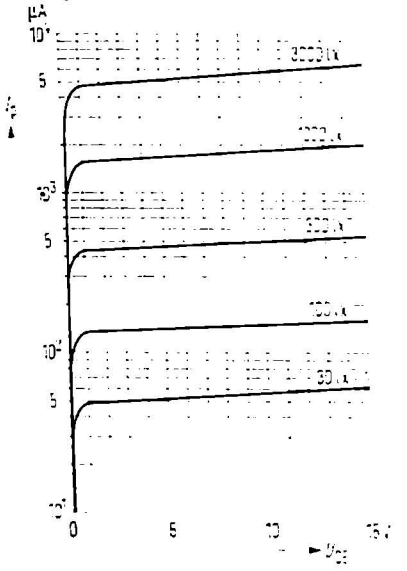


Abb. 4

Für die verschiedensten Anwendungsgebiete sind spezielle Fototransistoren vorgesehen. Hauptsächlich für allgemeine Anwendungen, die auf der Empfängerseite keine Optik erfordern, sind die Typen BPY 62, BPX 43, BP 101 und BP 102 geeignet.

Der Typ BPY 62 zeichnet sich durch eine höhere Grenzfrequenz, der Typ BPX 43 im Gegensatz dazu durch eine höhere Fotoempfindlichkeit aus.

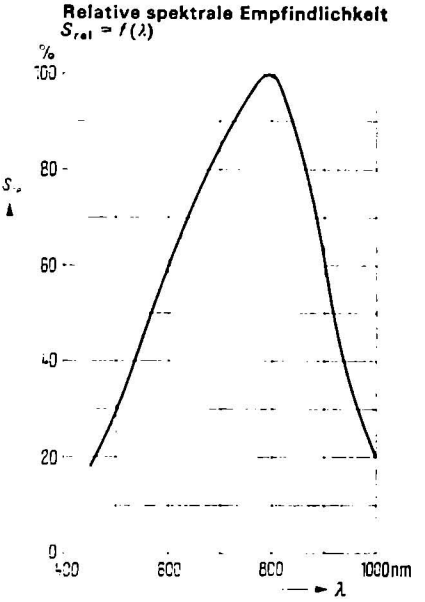
Macht die Anwendung auf der Empfängerseite die Verwendung einer Optik erforderlich, so kann diese Forderung von dem Typ BPX 38 erfüllt werden. Das Planfenster dieses Fototransistors ermöglicht eine präzise Abbildung des Brennfleckes auf der fotoempfindlichen Fläche des Transistorsystems. Infolge der größeren Systemfläche ergeben sich wenig Schwierigkeiten beim Justieren und Ausrichten des Transistorgehäuses auf den Lichtsender.

Bei den genannten Typen kann der Anwender durch die Beschaltung des Basisanschlusses den Arbeitspunkt des Fototransistors voreinstellen. Durch diese Möglichkeit kann die Ansprechschnelligkeit erhöht und die Fotoempfindlichkeit herabgesetzt werden. Eine feste Vorspannung kann den Fototransistor sperren. Wird diese Vorspannung getastet, so lassen sich Koinzidenzschaltungen verwirklichen.

Die Forderung nach einer hohen Packungsdichte erfüllt der Fototransistor BPY 61. Er ist in einem Miniatur-Glasgehäuse mit den Abmessungen 13 mm 2,1 mmØ eingebaut und hat eine um den Faktor 500 bis 1000 höhere Lichtempfindlichkeit als kleinflächige Silizium-Fotoelemente, ebenso ist der BPX 62 in Mikrokeramikgehäuse für Anwendungen in Leiterplatten bei geringstem Raumbedarf vorgesehen. Der Toleranzbereich der Lichtempfindlichkeit wird in vier Empfindlichkeitsgruppen unterteilt. Auf einen Basisanschluß wurde verzichtet; als steuerndes Element wirkt das Licht, welches über die Emitter-Basis-Strecke des Transistorsystems, multipliziert mit dem Faktor der Stromverstärkung, einen entsprechend hohen Kollektorstrom bewirkt. Die Anstiegs- und Abfallzeiten sind von der Beleuchtungsstärke abhängig und werden mit zunehmender Beleuchtungsstärke kleiner.

Als Anwendungsbereich steht die Abtastung von binär kodierten Scheiben, Filmen und Lochkarten im Vordergrund.

Bei beengten Einbauverhältnissen muß der nachfolgende Verstärker oft durch relativ lange Zuleitungen verbunden werden. Die Gefahr der Einstreuung von Störsignalen ist gering, weil hohe Fotoströme einen ausreichenden Störabstand gewährleisten.



Fotowiderstände

Fotowiderstände sind passive fotoelektrische Bauelemente. Sie bestehen aus Mischkristallen und haben eine hohe Fotoempfindlichkeit für Lichtwellenlängen, vom Ultravioletten bis zum nahen Infratrotbereich. Elektrisch verhalten sich die Bauelemente wie ohm'sche Widerstände, bei denen der Widerstandswert durch die Größe der Beleuchtungsstärke bestimmt wird.

Fotowiderstände haben keine Sperrschicht, sie sind bipolar und können daher in Gleich- oder Wechselstromkreisen Verwendung finden.

Die Änderung des Widerstandswertes in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke erfolgt nicht trägheitslos. Die Ansprechzeiten liegen in der Größenordnung von einigen Millisekunden. Der Temperaturkoeffizient der Fotowiderstände ist gering und nimmt mit wachsender Beleuchtungsstärke ab.

Lumineszenzdioden (LED)[1] und Halbleiteranzeigen

Definition

Lumineszenzdioden sind Halbleiterdioden, die elektromagnetische Strahlung aussenden, wenn man sie in Durchlaßrichtung betreibt. Die Wellenlänge der emittierten Strahlung ist dabei abhängig vom verwendeten Halbleitermaterial und von dessen Dotierung. Ga(As,P)-LED (Galliumarsenid-phosphid-LED) senden rotes Licht aus und GaAs-Dioden (Galliumarsenid-Dioden) strahlen im infraroten Spektralgebiet. Daraus ergeben sich auch die Hauptanwendungen: Ga(As,P)-Lumineszenzdioden verwendet man als Signallämpchen oder Indikatoranzeigen, während GaAs-Lumineszenzdioden in Lichtschrankenanordnungen als Strahlungsquelle eingesetzt werden.

Halbleiteranzeigen („Displays") dienen zur Darstellung von numerischen oder alphanumerischen Symbolen. Die Zeichenerzeugung erfolgt in einer Ebene, woraus ein großer Sehwinkel resultiert.

LED und Anzeigen besitzen folgende Vorteile:

- Ihre Lebensdauer ist groß (ca. 10^5 Std. Halbwertszeit)
- Sie sind stoß- und vibrationsfest
- Sie sind schaltkreiskompatibel
- Ihre ausgesendete Strahlung ist leicht modulierbar.
- Sie haben montagefreundliche Bauformen, die hohe Packungsdichten zulassen.

Aufbau und Wirkungsweise

Lumineszenzdioden werden in Durchlaßrichtung betrieben. Durch den fließenden Strom gelangen frei bewegliche Elektronen über den PN-Übergang ins P-Gebiet, wo sie mit den dort vorhandenen Defektelektronen rekombinieren. Bei diesem Vorgang wird Energie als Strahlung abgegeben.

Abb. 5

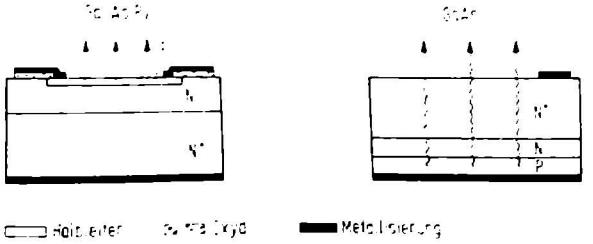


Abb. 5 zeigt in schematischer Darstellung zwei Ausführungsformen von Lumineszenzdiodensystemen. Bei den epitaktischen Ga(As,P)-Dioden, liegt der PN-Übergang nur 2–4 μ unter der Halbleiteroberfläche. Das Licht wird in dem dünnen P-Gebiet erzeugt und verläßt den

[1]) LED = Licht emittierende Diode

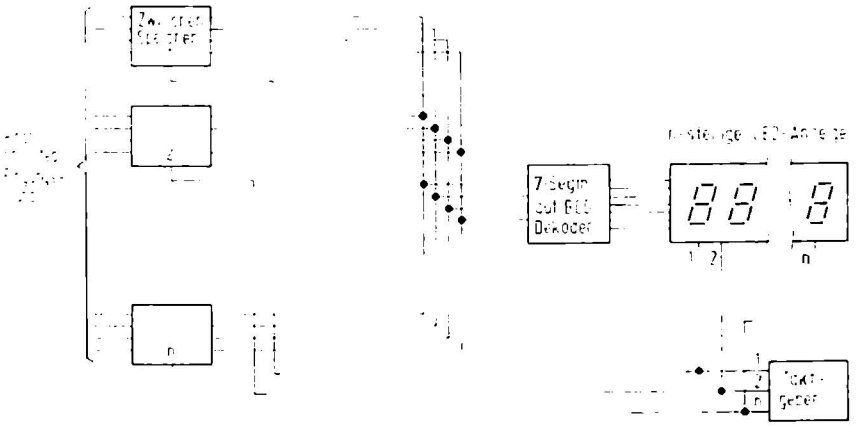
Kristall durch die nahe Oberfläche. Alles Licht, das sich in das Innere des Kristalls ausbreitet, wird absorbiert. GaAs-LED sind epitaktische Dioden, deren P-Schicht, in der die Strahlung erzeugt wird, ca. 50 µm dick ist. Da GaAs die Infrarotstrahlung nur wenig absorbiert, kann man die Dioden zur besseren Wärmeableitung mit der „P-Seite" auf den Metallträger montieren.

Die rot leuchtenden Ga(As, P)-Dioden werden in Plastikbauformen angeboten. LD 30, LD 40 und LD 50 sind für den Einbau in Frontplatten vorgesehen. Die LD 46-Reihe läßt sich besonders vielseitig anwenden. Die in dieser Bauform hergestellten Zeilen von 1 bis 10 Einzeldioden lassen sich endlos aneinanderreihen. Sie eignen sich u.a. für den Aufbau von komplexen Anzeigeanordnungen, wie Skalen und Großdisplays.

GaAs-LED sind in Plastikgehäuse (Zeilenbauformreihe LD 26) oder in hermetisch dichte Glas-Metallgehäuse (CQY 17, CQY 18) eingebaut. Wesentlich für den Anwender ist die Abstrahlungscharakteristik. Verwendet man die Lumineszenzdioden in Anordnungen ohne optische Linsen, wie z.B. in einem Lochstreifenlesekopf, soll der Öffnungswinkel der Strahlung klein sein. Dies ist bei LD 26 und CQY 17 der Fall. In Verbindung mit optischen Linsensystemen bevorzugt man Bauformen, bei denen die Strahlung durch ein Planfenster austritt (CQY 18).
Bei 7-Segmentanzeigen mit 3,2 mm Ziffernhöhe (CQY 21) sind 7 LED auf einem Metallträger montiert und mit rotem Kunststoff umgossen. Die rote Einfärbung dient zur Kontrastverbesserung. Größere Anzeigen (bis 60 mm Höhe) lassen sich mit der LD 46-Zeilenbauform als numerische oder alphanumerische Anzeige realisieren. Die Anzeigen können sowohl im statischen Betrieb als auch im Zeitmultiplexbetrieb ($f > 100$ Hz wegen Flimmerfreiheit!) mit BCD-Siebensegment Dekoder/Treiber-Schaltkreisen angesteuert werden. Bei Anzeigen mit mehreren Ziffern ist das Zeitmultiplexverfahren meist kostengünstiger. Dabei wird nur ein Dekoder für alle Ziffern verwendet, der ebenso wie die Ziffern zeitlich nacheinander durch einen Taktgeber angesteuert wird. Ein Zwischenspeicher hält das Eingangssignal bis zum Eintreffen einer neuen Information. (Abb. 6)

Schematische Darstellung der Multiplexansteuerung von n-stelligen LED-Anzeigen

Abb. 6



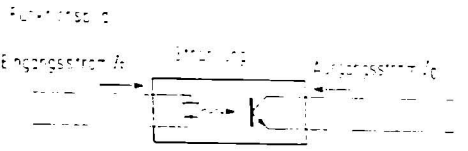
Koppelelemente

Definition

Koppelelemente sind optoelektronische Bauelemente zur Signalübertragung bei galvanischer Trennung von Ein- und Ausgang. Auch die Bezeichnung optoelektronische Isolatoren wird auf sie angewandt.

Aufbau und Wirkungsweise

Die Informationsübermittlung erfolgt auf optischem Wege. Das elektrische Signal wird in dem Bauelement von einem Sender in ein optisches verwandelt, auf optischem Wege weitergeleitet und von einem Empfänger wieder in ein elektrisches rückgewandelt. Als Sender dient eine infrarot strahlende Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode, als Empfänger ein Silizium-Fototransistor. Auf der Eingangsseite des Bauteils erzeugt die Lumineszenzdiode bei Stromfluß in Durchlaßrichtung eine Strahlung von etwa 950 nm Wellenlänge. Diese Strahlung wird über ein lichtleitendes Medium dem Fototransistor zugeführt, dessen Strom von der auftreffenden Strahlungsleistung abhängt. Dabei dürfen zwischen Eingangs- und Ausgangsseite Potentialdifferenzen je nach Bauform bis zu einigen kV bestehen.



Grundschaltung

Wie aus dem Funktionsbild ersichtlich, genügt für die Stromübertragung ausgangsseitig der Anschluß an Emitter und Kollektor des Transistors. Oft ist auch der Basisanschluß vorhanden. Das erlaubt mehr Variationen in der Schaltungstechnik: Einmal können Ladungsträger aus der Basis über einen Widerstand abgeleitet werden, wodurch sich die Grenzfrequenz des Transistors erhöht, allerdings zu ungunsten des Übertragungsfaktors. Zum anderen läßt sich der Transistor mit seinen normalen Transistorfunktionen in die sekundärseitige Schaltung einbeziehen.

Die wesentlichen Charakteristika

von Koppelelementen sind Übertragungsverhältnis und Isolationsspannung.

Die Isolationsspannung ist bauformabhängig. Beim TO 18-ähnlichen CNY 18 beträgt sie wegen der kurzen äußeren Isolationsstrecken 500 V, beim DIL 6-Koppler CNY 17 sind es 2,5 kV.

Das Übertragungsverhältnis ist das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Eingangsstrom. Es wird in % angegeben. Praktische Werte liegen zwischen 20 und 300%. Seine Größe hängt ab von der Strahlungsleistung der Lumineszenzdiode, der Güte der Lichtübertragung und der Stromverstärkung des Transistors. Die Stromverstärkung beträgt für gewöhnlich einige Hundert.

Da sowohl die lichtemittierende Diode (LED), als auch der Fototransistor eine Temperaturabhängigkeit aufweisen, ist auch das Übertragungsverhältnis der Koppelelemente entsprechend temperaturabhängig. Bei niedrigen Temperaturen bestimmt der positive Temperaturkoeffizient des Transistors den Verlauf, bei höheren Temperaturen überwiegt der negative Koeffizient der LED. Das Übertragungsverhältnis des Kopplers nimmt zunächst mit der Temperatur zu, durchläuft im Bereich zwischen 0 und 50 °C ein Maximum und fällt dann wieder ab.

Koppelelemente eignen sich zur Übertragung sowohl digitaler als auch analoger Signale. Bei analoger Benützung ist eine gewisse Nichtlinearität zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom zu berücksichtigen, die jedoch bei kleinen Signalen zu vernachlässigen ist.

Germanium-Fotodioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Empfindlichkeit S (nA/Lux)	Dunkelstrom I_d bei T_U = 25 °C (µA)	Maximale Verlustleistung P_{tot} bei T_U = 25 °C (mW)
APY 12/I	100	100 (> 40)	≦ 8,0	50
APY 12/II	100	180 (> 120)	≦ 8,0	50
APY 12/III	100	220 (> 200)	≦ 8,0	50
APY 13/I	30	100 (> 40)	≦ 8,0	50
APY 13/II	30	180 (> 120)	≦ 8,0	50
APY 13/III	30	220 (> 200)	≦ 8,0	50

Silizium-Fotodioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Empfindlichkeit S (nA/Lux)	Anstiegszeit des Fotostromes t_r (ns)	Dunkelstrom I_d bei T_U = 25 °C (µA)
BPY 12	20	> 100	< 150	0,5 (< 1)
BPX 60	32	50 (> 35)	1000	7 (< 300)
BPX 63	7	10	1000	0,15
BPX 65	50	6 (> 4)	< 1	1 (< 5)
BPX 90	32	40 (> 25)	—	5 (< 200)
BPX 91	32	50 (> 35)	1000	7 (< 300)
BPX 92	32	7 (> 4)	800	1 (< 100)
BPX 93	32	8 (> 5)	—	0,5 (< 50)

Silizium-Differential-Fotodioden

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Empfindlichkeit S (nA/Lux)	Anstiegszeit des Fotostromes t_r (ns)	Dunkelstrom I_d bei T_U = 25 °C (µA)
BPX 48	10	> 15	< 150	0,1 (< 0,2)

Silizium-Fotoelemente

Typ	Leeerlauf-spannung bei E_v = 100 Lux U_L (mV)	10000 Lux U_L (mV)	Empfindlichkeit S (µA/Lux)	Sperr-spannung U_R (V)	Dunkel-strom I_d bei T_U = 25 °C I_d (µA)	Strahler-tempe-ratur T (K)
BP 100	≧ 120	≧ 200	0,025 (≧ 0,018)	1,0	3 (≦ 10)	2856
BPX 79	≧ 320	≧ 410	0,135 (≧ 0,1)	1,0	0,3 (< 50)	2856
BPY 11	≧ 180	≧ 260[1])	0,04 (≧ 0,028)	1,0	1 (≦ 10)	2856
BPY 43	≧ 150	≧ 270[1])	0,02 (≧ 0,015)	2,0	< 5	2856
BPY 44	≧ 200	≧ 330[1])	0,027 (≧ 0,02)	2,0 (< 5)	< 1	2856
BPY 45	≧ 150	≧ 450	1,45 (≧ 1,0)	1,0	—	2856
BPY 47	≧ 150	≧ 450	1,3 (≧ 0,9)	1,0	—	2856
BPY 48	≧ 150	≧ 450	0,43 (≧ 0,3)	1,0	—	2856
BPY 63	≧ 150	≧ 450	0,65 (≧ 0,45)	1,0	—	2856
BPY 64	≧ 150	≧ 450	0,23 (≧ 0,16)	1,0	—	2856
TP 60	≧ 140	≧ 440	1,0 (≧ 0,7)	1,0	—	2856
TP 61	≧ 140	≧ 440	1,0 (≧ 0,7)	1,0	—	2856

[1]) E_v = 1000 Lux

Silizium-Solarzellen

Typ	Umgebungstemperatur T_U (°C)	Leerlaufspannung U_L (mV)	Kurzschlußstrom I_K (mA)
BPY 73	−40 bis + 80	535	≧ 137
BPY 74	−80 bis +215	585	≧ 130

Silizium-Fototransistor-Zeilen

Typ (Zahl der Tr. in der Zeile)	Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CE} (V)	Kollektor-Emitter-Reststrom bei U_{CE} = 25 V, E_V = 0 Lux, I_{CEO} (nA)	Fotostrom I_p bei U_{CE} = 5 V, E_V = 1000 Lux I_p (mA)
BPX 82 (2)	32	25 (< 200)	0,63 bis 5,0
BPX 83 (3)	32		
BPX 84 (4)	32		
BPX 85 (5)	32		
BPX 86 (6)	32		
BPX 87 (7)	32		
BPX 88 (8)	32		
BPX 89 (9)	32		
BPX 80 (10)	32		

Silizium-Fototransistoren

Typ	Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CE} (V)	Kollektor-Emitter-Reststrom bei U_{CE} = 25 V, E_V = 0 Lux; I_{CEO} (nA)	Fotostrom I_p bei U_{CE} = 5 V, E_V = 1000 Lux I_p (mA)
BP 101/I[2])	32	5 (< 100)[3])	0,063 bis 0,125
BP 101/II[2])	32	5 (< 100)[3])	0,1 bis 0,2
BP 101/III[2])	32	5 (< 100)[3])	0,16 bis 0,32
BP 101/IV[2])	32	5 (< 100)[3])	0,25 bis 0,5
BP 102/I[2])	32	5 (< 100)[3])	0,16 bis 0,32
BP 102/II[2])	32	5 (< 100)[3])	0,25 bis 0,5
BP 102/III[2])	32	5 (< 100)[3])	0,4 bis 0,8
BP 102/IV[2])	32	5 (< 100)[3])	0,63 bis 1,25
BPX 38/I[2])	25	100 (< 500)	0,4 bis 0,8
BPX 38/II[2])	25	100 (< 500)	0,63 bis 1,25
BPX 38/III[2])	25	100 (< 500)	1,0 bis 2,0
BPX 38/IV[2])	25	100 (< 500)	1,6 bis 3,2
BPX 43/I[2])	50	5 (< 200)	1,6 bis 3,2
BPX 43/II[2])	50	5 (< 200)	2,5 bis 5,0
BPX 43/III[2])	50	5 (< 200)	4,8 bis 8,0
BPX 43/IV[2])	50	5 (< 200)	6,3 bis 12,5
BPX 62/I[1])	50	10 (< 100)	0,4 bis 0,8
BPX 62/II[1])	50	10 (< 100)	0,63 bis 1,25
BPX 62/III[1])	50	10 (< 100)	1,0 bis 2,0
BPX 62/IV[1])	50	10 (< 100)	1,6 bis 3,2
BPX 78[4])	40	100	0,3
BPX 81/I[1])	32	25 (< 200)	0,63 bis 1,25
BPX 81/II[1])	32	25 (< 200)	1,0 bis 2,0
BPX 81/III[1])	32	25 (< 200)	1,6 bis 3,2
BPX 81/IV[1])	32	25 (< 200)	2,5 bis 5,0
BPY 61/I[1])	50	5 (< 100)	0,8 bis 1,6
BPY 61/II[1])	50	5 (< 100)	1,25 bis 2,5
BPY 61/III[1])	50	5 (< 100)	2,0 bis 4,0
BPY 61/IV[1])	50	5 (< 100)	3,2 bis 3,6
BPY 62/I[2])	32	5 (< 100)	1,25 bis 2,5
BPY 62/II[2])	32	5 (< 100)	2,0 bis 4,0
BPY 62/III[2])	32	5 (< 100)	3,2 bis 6,3
BPY 62/IV[2])	32	5 (< 100)	5,0 bis 10,0

[1]) Ohne Basisanschluß in Glasgehäuse
[2]) Mit Basisanschluß in Metall-Gehäuse
[3]) bei U_{CE} = 30 V
[4]) Ohne Basisanschluß in Metallgehäuse

Typenübersicht

GaAs-Lumineszenzdioden (Infrarotstrahler)

Typ	Durchlaßstrom I_F (mA)	Abgegebene Strahlungsleistung bei I_F = 100 mA Φ_e (mW)	Anstiegszeit Abfallzeit t_r, t_f (µs)
CQY 17/III	100	0,7 bis 1,8[1])	1,0
CQY 17/IV	100	1,1 bis 2,8[1])	1,0
CQY 17/V	100	1,8 bis 4,5[1])	1,0
CQY 17/VI	100	2,8 bis 7,1[1])	1,0
CQY 18/III	100	0,8 bis 2,0[2])	1,0
CQY 18/IV	100	1,25 bis 3,2[2])	1,0
CQY 18/V	100	2 bis 5,0[2])	1,0
CQY 18/VI	100	3,2 bis 8,0[2])	1,0
LD 261/I	50	0,28 bis 0,71[2])	1,0
LD 261/II	50	0,45 bis 1,112[3])[2])	1,0
LD 261/III	50	0,71 bis 1,8[3])[2])	1,0
LD 261/IV	50	1,12 bis 2,8[3])[2])	1,0

GaAs-Lumineszenzdioden-Zeilen

Typ (Zahl der Dioden in der Zeile)	Durchlaßstrom I_F (mA)	Abgegebene Strahlungsleistung bei I_F = 50 mA Φ_e (mW)[2])	Anstiegszeit Abfallzeit t_r, t_f (µs)
LD 262 (2) LD 263 (3) LD 264 (4) LD 265 (5) LD 266 (6) LD 267 (7) LD 268 (8) LD 269 (9) LD 260 (10)	50	0,32 bis 2,50	1,7

[1]) in einem Kegel mit Halbwinkel φ = 15°
[2]) in einem Kegel mit Halbwinkel φ = 30°
[3]) I_F = 50 mA

GaAs-Lumineszenzdioden (Rotlichtstrahler)

Typ	Sperrspannung U_R (V)	Sperrstrom bei U_R = 3 V I_R (µA)	Durchlaßstrom (T_U = 25 °C) I_F (mA)	Lichtstärke bei I_F = 20 mA I_V (mcd)
LD 30 B	3	0,1	50	0,8 (> 0,3)
LD 30 C	3	0,1	50	0,8 (> 0,3)
LD 40/I	3	10	50	0,7 (> 0,3)
LD 40/II	3	10	50	1,2 (> 0,8)
LD 50/I	5	100 [2])	100	2 (> 1) [1])
LD 50/II	5	100 [2])	100	3 (> 2) [1])
LD 461	3	0,01 (< 10)	50	1,0 (> 0,3)

GaAsP-Lumineszenzdioden-Zeilen

Typ (Zahl der der Dioden in der Zeile)	Sperrspannung U_R (V)	Sperrstrom bei U_R = 3 V I_R (µA)	Durchlaß-strom T_U = 25 °C I_F (mA)	Lichtstärke bei I_F = 20 mA I_V (mcd)
LD 462 (2) **LD 463** (3) **LD 464** (4) **LD 465** (5) **LD 466** (6) **LD 467** (7) **LD 468** (8) **LD 469** (9) **LD 460** (10)	3	0,01 (< 10)	50	1,0 (> 0,3)

[1]) I_F = 10 mA [2]) bei U_R = 5 V

Optoelektronische Koppelelemente

Typ	Sender		Empfänger		Wirkungsgrad $U_{CE} = 5$ (V) $\frac{I_C}{I_F}$ (o/o)
	Durchlaßstrom I_F (mA)	Sperrspannung U_{BR} (V)	Kollektorstrom I_C (mA)	Kollektorspannung U_{CEO} (V)	
CNY 17/I	60	3	150	32	40 bis 80
CNY 17/II	60	3	150	32	63 bis 125
CNY 17/III	60	3	150	32	100 bis 200
CNY 17/IV	60	3	150	32	160 bis 320
CNY 18/I	60	3	150	32	10 bis 20
CNY 18/II	60	3	150	32	16 bis 32
CNY 18/III	60	3	150	32	25 bis 50
CNY 18/IV	60	3	150	32	40 bis 80

Fotowiderstände

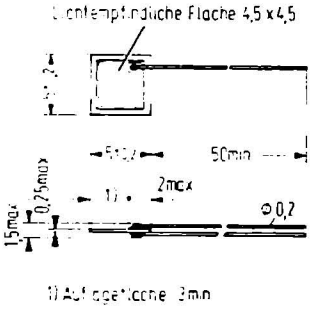
Typ	Arbeitsspannung U_a (V)	Dunkelwiderstand R_o (Ω)	Hellwiderstand R_{1000} (Ω)
RPY 60	100	$\geqq 1 \cdot 10^8$	300 bis 800
RPY 61	50	$\geqq 1 \cdot 10^8$	300 bis 800
RPY 62	100	$\geqq 1 \cdot 10^6$	3500
RPY 63	50	$\geqq 1 \cdot 10^6$	300 bis 800
RPY 64	100	$\geqq 1 \cdot 10^8$	3500

Silizium-Fotodiode

Die BPY 12 ist eine universell verwendbare großflächige Silizium-Fotodiode in Planartechnik, die auch für quantitative Lichtmessungen geeignet ist. Besonders vorteilhaft läßt sie sich für Anwendungen einsetzen, bei denen eine hohe Grenzfrequenz an einem hochohmigen Arbeitswiderstand gefordert wird. Die Planartechnik sichert ein niedriges Dunkelstromniveau, geringes Rauschen und damit sehr günstige Signalverhältnisse.

Einbau-Hinweise siehe Vorwort

Typ	Bestellnummer
BPY 12	Q62702–P9



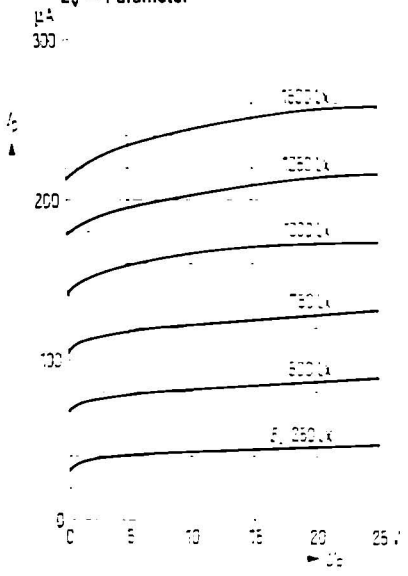
(Ag = Silberdraht) Gewicht etwa 0,2 g Maße in mm

Grenzdaten		BPY 12	
Sperrspannung[1])	U_R	20	V
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +100	°C
Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Fotoempfindlichkeit	S	> 100	nA/lx
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{s\,max}$	0,85	µm
Anstiegszeit und Abfallzeit des Fotostromes von 10% auf 80% und 80% auf 10% des Endwertes (R_L = 1 kΩ; U_R = 20 V)	t_r; t_f	< 150	ns
(R_L = 1 kΩ; U_R = 0 V)	t_r; t_f	2	µs
Grenzfrequenz (R_L = 1 kΩ; U_R = 20 V)	f_g	1	MHz
Kapazität bei U_R = 0 V	C_O	140	pF
U_R = 20 V	C_{20}	25	pF
Dunkelstrom (U_R = 20 V; E_V = 0 lx)	I_R	500 (< 1000)	nA
Lichtempfindliche Fläche	A	20	mm²

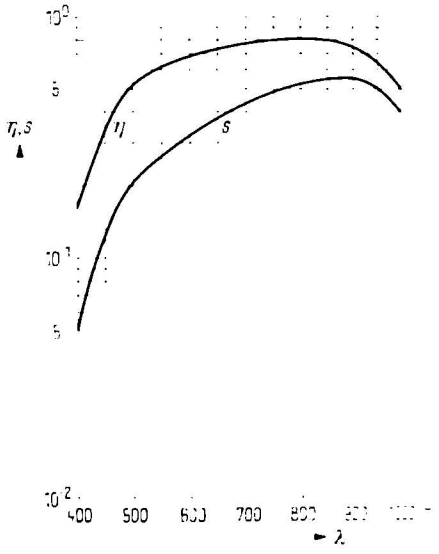
Die angegebene Beleuchtungsstärke bezieht sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K.

[1]) Der Pluspol der Spannungsquelle ist mit der versilberten, lichtunempfindlichen Seite der Fotodiode zu verbinden.

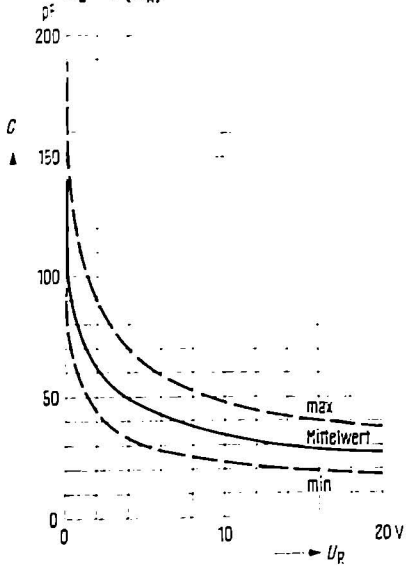
Kennlinienfeld $I_p = f(U_R)$
E_v = Parameter



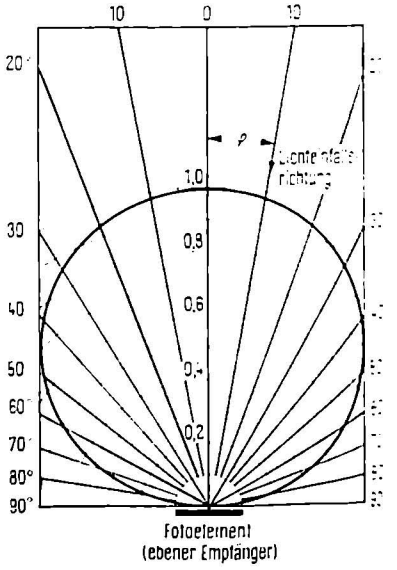
Spektrale Fotoempfindlichkeit $S = f(\lambda)$ in A/W und Quantenausbeute $\eta = f(\lambda)$ in Elektronen je Photon der Fotodiode



Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung $C_L = f(U_R)$



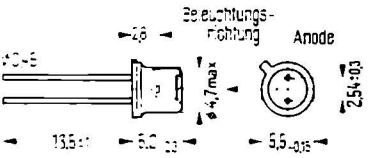
Richtcharakteristik $I_P = f(\varphi)$
($I_P \approx I_{PO} \cdot \cos \varphi$)



Schnelle-Silizium-Fotodiode

BPX 65 ist eine planare Silizium-Fotodiode im Gehäuse 18 A 2 DIN 41876 (ähnlich TO–18) mit planem Lichtfenster. Die Kathode ist mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. Das plane Lichtfenster läßt den Strahlengang mit optischen Linsensystemen unbeeinflußt. Wegen der hohen Grenzfrequenz ist diese Diode besonders als optischer Empfänger mit großer Modulations-Bandbreite geeignet.

Typ	Bestellnummer
BPX 65	Q62702–P27

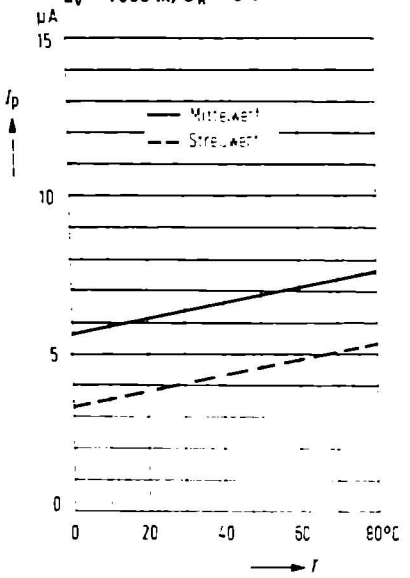


Maße in mm Gewicht etwa 0,5 g

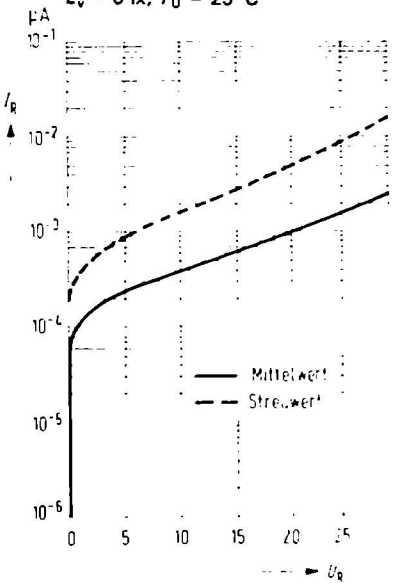
Grenzdaten		BPX 65	
Sperrspannung	U_R	50	V
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +125	°C
Verlustleistung	P_{tot}	250	mW
Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Größe der lichtempfindlichen Fläche	A	1	mm²
Wellenlänge der maximalen spektralen Empfindlichkeit	$\lambda_{s\,max}$	0,850	µm
Anstiegszeit des Fotostromes (Arbeitswiderstand R_L = 50 Ω; U_R = 20 V; λ = 900 nm)	t_r	0,5 (< 1)	ns
Kapazität (bei U_R = 20 V)	C_{20}	3,5	pF
(bei U_R = 0 V)	C_0	15	pF
Grenzfrequenz (Arbeitswiderstand R_L = 50 Ω; U_R = 20 V; λ = 900 nm)	f_g	500	MHz
Dunkelstrom (U_R = 20 V; E_V = 0 lx)	I_R	1 (< 5)	nA
Fotoempfindlichkeit[1])	S	(6 > 4)	nA/lx

[1]) Die angegebenen Beleuchtungsstärken beziehen sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K.

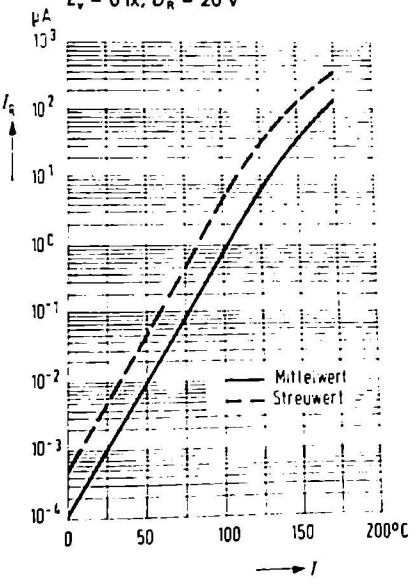
Fotostrom $I_p = f(T)$
E_v = 1000 lx; U_R = 5 V



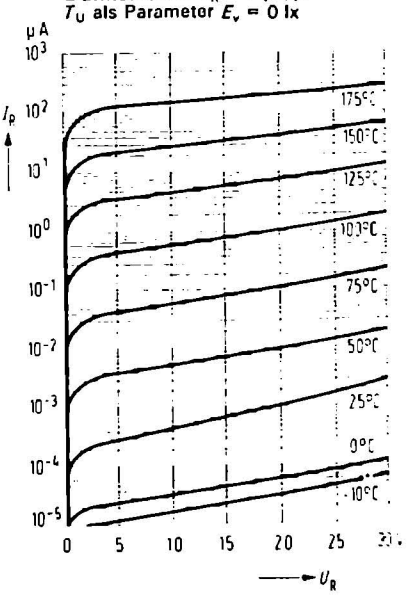
Dunkelstrom $I_R = f(U_R)$
E_v = 0 lx; T_U = 25 °C



Dunkelstrom $I_R = f(T)$
E_v = 0 lx; U_R = 20 V



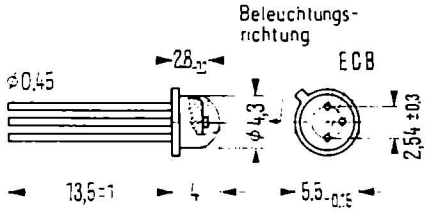
Dunkelstrom $I_R = f(U_R)$;
T_U als Parameter E_v = 0 lx



NPN-Silizium-Planar-Fototransistor

BP 101 ist ein epitaktischer NPN-Silizium-Planar-Fototransistor mit glasklarem Kunststoffverguß. Die Plastikabdeckung erlaubt Lichteinfall unter weitem Winkel. Durch Anbringen einer Blende kann der Lichteinfallswinkel beliebig verkleinert werden. Der Emitteranschluß ist durch eine Nase am Gehäuseboden gekennzeichnet. Der Kollektor ist mit den metallischen Gehäuseteilen elektrisch verbunden. Der Fototransistor eignet sich besonders zum Einsatz in Computer-Blitzgeräten und hochwertigen elektronischen Lehrspielwaren bei Glühlampen- und Tageslicht.

Typ	Bestellnummer
BP 101 I	Q62702–B28
BP 101 II	Q62702–B35
BP 101 III	Q62702–B29
BP 101 IV	Q62702–P12–S1



Gewicht etwa 0,5 g

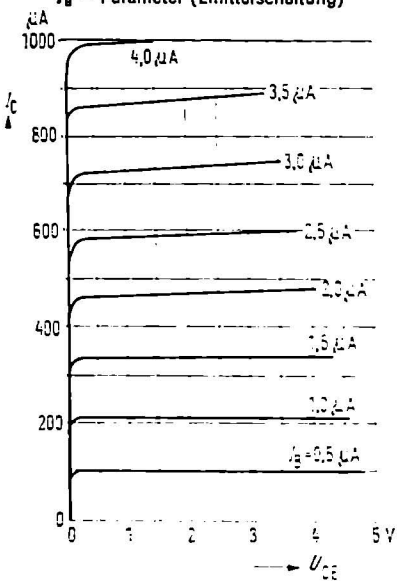
Grenzdaten		BP 101	
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	32	V
Emitter-Basis-Spannung	U_{EBO}	5	V
Kollektorstrom	I_C	25	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +80	°C
Max. zul. Löttemperatur ($t \leq 5$ s)	T_L	245	°C
Verlustleistung (T_U = 25 °C)	P_{tot}	200	mW
Kenndaten (T_U = 25 °C)			
Kollektor-Emitter-Reststrom bei U_{CE} = 30 V; E_v = 0 lx	I_{CEO}	5 (< 100)	nA
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (I_C = 500 µA; I_C = 25 µA; E_v = 0 lx)	$U_{CE\,sat}$	0,15 (< 0,4)	V
Spektraler Bereich der Fotoempfindlichkeit ($S > 0{,}1\ S_{max}$)	λ	0,45 bis 1,0	µm
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{S\,max}$	0,78	µm
Anstiegszeit auf 90% des Endwertes Abfallzeit auf 10% des Anfangswertes (R_L = 1 kΩ) [2]	t_r; t_f	5 (< 10)	µs

Die Fototransistoren werden nach ihrer Fotoempfindlichkeit gruppiert und mit römischen Ziffern gekennzeichnet.

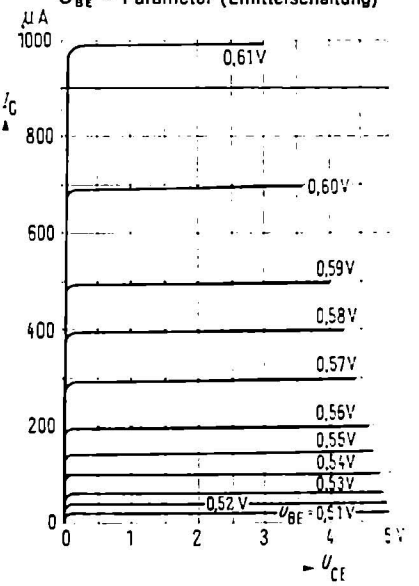
Typ	BP 101				
Gruppe	I	II	III	IV	
Fotostrom (U_{CE} = 5 V; (E_v = 1000 lx; Basis offen) [1] I_p	63 bis 125	100 bis 200	160 bis 320	250 bis 500	µA

[1]) Die angegebenen Beleuchtungsstärken beziehen sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K.
[2]) gemessen mit Lumineszenzdioden λ = 930 nm.

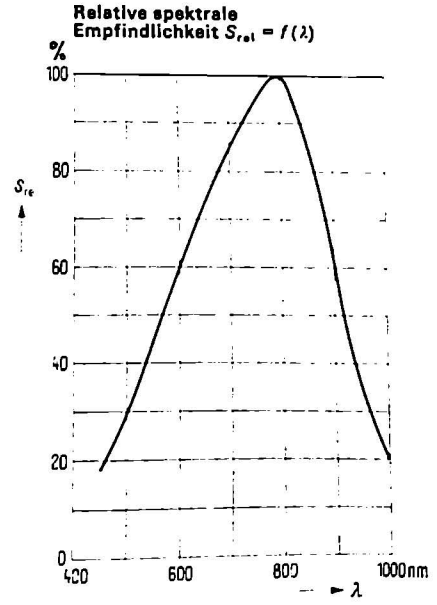
Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter (Emitterschaltung)



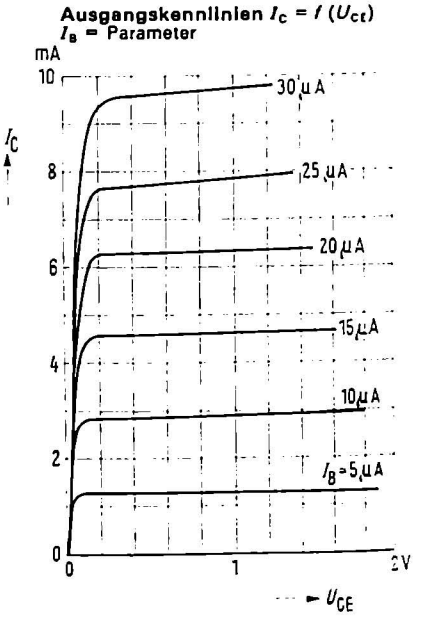
Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
U_{BE} = Parameter (Emitterschaltung)



Relative spektrale
Empfindlichkeit $S_{rel} = f(\lambda)$



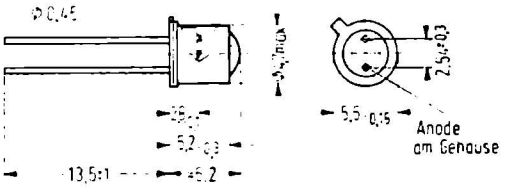
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
I_B = Parameter



GaAs-Lumineszenzdiode (Infrarotstrahler)

Die GaAs-Lumineszenzdiode CQY 17 emittiert Strahlung mit einer im nahen Infrarot liegenden Wellenlänge. Die abgegebene Strahlung wird durch Stromfluß in Durchlaßrichtung angeregt und läßt sich modulieren. Das Gehäuse 18 A 2 DIN 41876 (ähnlich TO–18) ist mit einer Glaslinse abgeschlossen. Der Kathodenanschluß wird durch die benachbarte Nase am Rand des Gehäusebodens gekennzeichnet. Die Anode ist galvanisch mit dem Gehäuse verbunden. Ab I_F = 100 mA mussen Kühlkörper verwendet werden.

Typ	Bestellnummer
CQY 17/IV	Q62703–Q89–S1
CQY 17/V	Q62703–Q89–S2
CQY 17/VI	Q62703–Q89–S3



Gewicht etwa 0,35 g — Maße in mm

Vorläufige Daten

Grenzdaten		CQY 17	
Durchlaßstrom	I_F	100	mA
Spitzenstrom	i_{FM}	300	mA
Stoßstrom ($t \leq 1$ µs)	i_{FS}	2000	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	100	°C
Lagertemperatur	T_S	−60 bis +100	°C
Verlustleistung	P_{tot}	180	mW
Wärmewiderstand			
System umgebende Luft	R_{thJU}	500	K/W
System Gehäuse	R_{thJG}	180	K/W

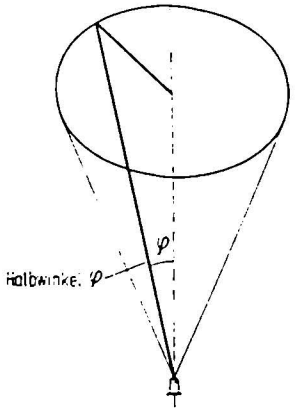
Kenndaten (T_U = 25 °C)		CQY 17	
Wellenlänge der Strahlung bei I_{max}	λ_{Imax}	950	nm
Spektrale Bandbreite von 50% von I_{max}	$\Delta\lambda$	± 20	nm
Schaltzeiten (Φ_e von 10% auf 90%; I_F = 100 mA)	t_r, t_f	1	µs
Kapazität bei U_R = 0 V	C_O	120	pF
Durchlaßspannung (I_F = 100 mA)	U_F	1,35 (< 1,8)	V
Durchbruchspannung (I_R = 100 µA)	U_{BR}	30 (> 4)	V
Sperrstrom (U_R = 3 V)	I_R	0,01 (< 10)	µA
Halbwertszeit der Strahlstärke (typ) für I_F = 100 mA		10^5	h

Abgegebene Strahlungsleistung Φ_e

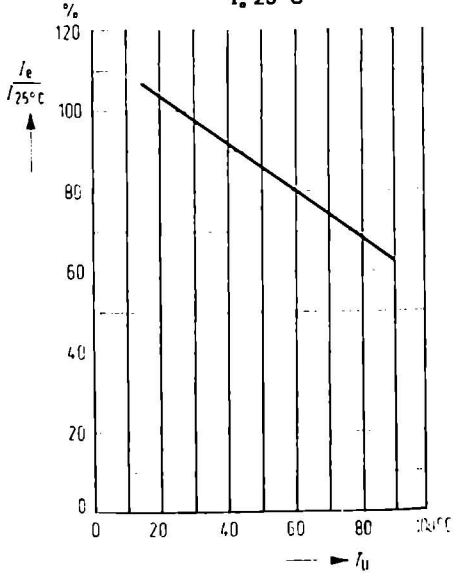
Die Gruppierung erfolgt entsprechend der bei I_F = 100 mA in einen Kegel mit einem Halbwinkel φ von 15° abgestrahlten Leistung Φ_e in mW.

CQY 17 Gruppe		IV	V	VI	
Φ_e bei $\varphi = 15_o$		1,1—2,8	1,8—4,5	2,8—7,1	mW
Φ_e (gesamt) typisch		4	6,3	10	mW

Abstrahlungskegel in Abhängigkeit vom Halbwinkel φ

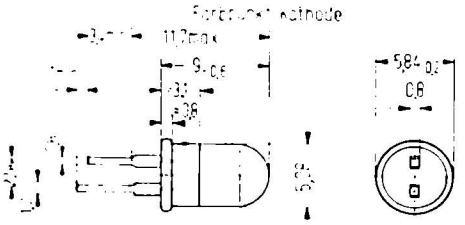


Strahlstärke $\frac{I_e}{I_{e\,25°C}} = f(T_U)$



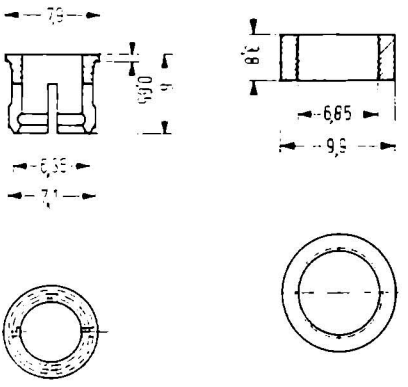
GaAsP-Lumineszenzdioden (rotleuchtend)

LD 40 I und LD 40 II sind GaAsP-Lumineszenzdioden, die bei Betrieb in Durchlaßrichtung rotes Licht emittieren. Diese Dioden sind vor allem als optischer Indikator zur Betriebskontrolle oder zur Betriebsanzeige von Geräten mit diskreten bzw. integrierten Halbleiterbauelementen vorgesehen. Sehr geringer Stromverbrauch, verbunden mit geringer Eigenerwärmung, sowie hohe Vibrationsfestigkeit, ermöglichen diesen Dioden Anwendungen in Bereichen, für die Signalglühlampen bisheriger Bauformen nicht oder nur unzureichend geeignet sind. Diese LED's können auch von TTL-Bausteinen angesteuert werden.



Gewicht etwa 0,2 g

Maße in mm



Bef. Hülse

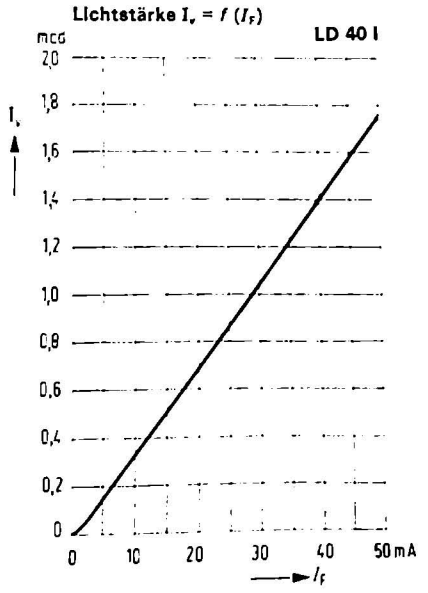
Bef. Ring

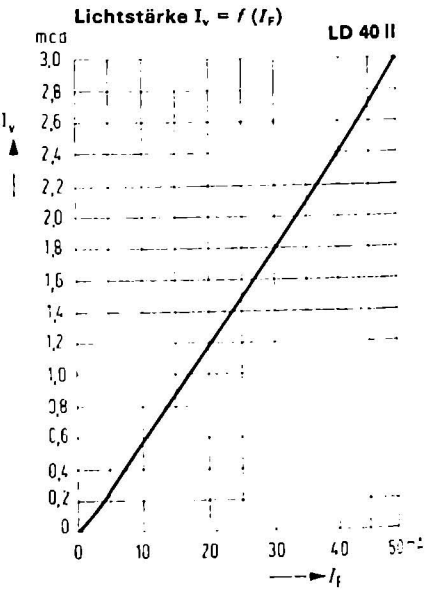
Typ	Bestellnummer
LD 40 I	Q62703–P2–F39
LD 40 II	Q62703–P3–F39
Bef. Hülse	Q62902–B84–F39 glasklar
Bef. Hülse	Q62902–B85–F39 schwarz
Bef. Ring	Q62902–B110–F39 schwarz

Grenzdaten		LD 40/I	LD 40/II	
Sperrspannung	U_R	3	3	V
Durchlaßstrom	I_F	50	50	mA
Stoßstrom ($t \leq 1$ µs)	i_{FS}	1	1	A
Isolierspannung zwischen Anschlüssen und Hülse	U	300	300	V
Betriebs- und Lagertemperatur	T_S	−55 bis +100		°C
Löttemperatur bei ($t \leq 7$ s)	T_L	230	230	°C
Verlustleistung (T_U = 25 °C) (ab T_U = 50 °C reduziert um 1,6 mW/K)	P_{tot}	100	100	mW

LD 40 I, LD 40 II

Kenndaten (T_U = 25 °C)		LD 40/I	LD 40/II	
Lichtstärke (I_F = 20 mA)	I_v	0,7 (> 0,3)	1,2 (> 0,8)	mcd
Wellenlänge des emittierten Lichtes	λ_{Imax}	655 ± 15	655 ± 15	nm
Spektrale Bandbreite für 50% von I_{max}	$\Delta\lambda$	30	30	nm
Einschaltzeit	t_{ein}	10	10	ns
Ausschaltzeit	t_{aus}	10	10	ns
Durchlaßspannung (I_F = 20 mA)	U_F	1,6 (< 2)	1,6 (< 2)	V
Sperrstrom bei U_R = 3 V	I_R	10	10	µA
Kennfarbe		orange	weiß	



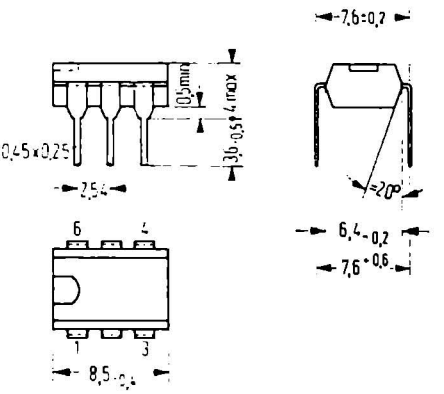


Optoelektronisches Koppelelement mit besonders großem Stromübertragungsverhältnis

Das Koppelelement CNY 17 besitzt als Sender eine GaAs-Lumineszenzdiode, die optisch mit einem Silizium-Planar-Fototransistor als Empfänger gekoppelt ist. Das Bauelement ist in ein Plastik-Steckgehäuse 20 A6 DIN 41866 eingebaut.

Das Koppelelement ermöglicht die Übertragung von Signalen zwischen zwei, galvanisch getrennten Stromkreisen. Der Potentialunterschied zwischen zu koppelnden Schaltungen darf die max. zulässige Isolationsspannung nicht überschreiten.

Typ	Bestellnummer
CNY 17/I	Q62703-N1-S1
CNY 17/II	Q62703-N1-S2
CNY 17/III	Q62703-N1-S3
CNY 17/IV	Q62703-N1-S4



Lumineszenzdiode / Sender: 1 Anode, 2 Kathode, 3 nicht beschaltet
Fototransistor / Empfänger: 4 Emitter, 5 Kollektor, 6 Basis

Gewicht etwa 0,7 g — Maße in mm

Grenzdaten

		CNY 17	
Sender (GaAs-Lumineszenzdiode)			
Sperrspannung	U_R	3	V
Durchlaßstrom	I_F	60	mA
Spitzenstrom	I_{FM}	200	mA
Stoßstrom ($t \leq 1$ µs)	I_{FS}	1,5	A
Verlustleistung	P_{tot}	100	mW
Empfänger (Si-Fototransistor)			
Kollektor-Sperrspannung	U_{CEO}	32	V
Emitter-Sperrspannung	U_{EBO}	5	V
Kollektorstrom	I_C	150	mA
Verlustleistung	P_{tot}	150	mW
Koppelelement			
Lagertemperatur	T_S	−55 bis +125	°C
Betriebstemperatur	T	−55 bis +100	°C
Löttemperatur (2 mm vom Gehäuseboden entfernt) bei ($t < 3$ s)	T_L	230	°C
Isolationsspannung zwischen Sender und Empfänger bezogen auf Normklima 23/50 DIN 50014 (Kriechweg 8,2 mm min)	U_{Is}	2500	V

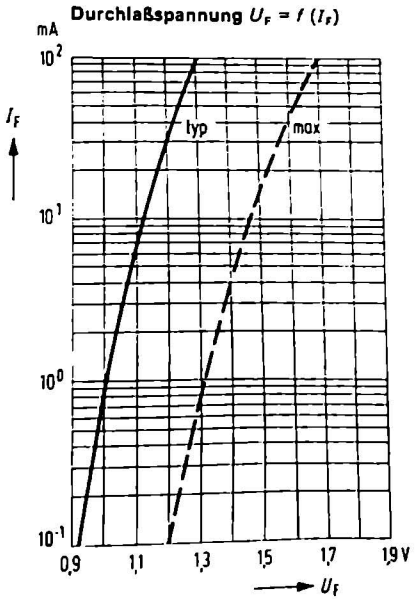
Kenndaten (T_U = 25 °C)		CNY 17	
Sender (GaAs-Lumineszenzdiode)			
Durchlaßspannung (I_F = 60 mA)	U_F	1,25 (< 1,65)	V
Sperrstrom (U_R = 3 V)	I_R	0,35 (< 10)	µA
Kapazität (U_R = 0 V; f = 1 MHz)	C_O	45	pF
Empfänger (Si-Fototransistor)			
Stromverstärkung (U_{CE} = 5 V; I_C = 100 µA)	B	> 100	—
Kollektor-Emitter-Sperrstrom (U_{CE} = 10 V)	I_{CEO}	2 (< 50)	nA
Kapazität (U_{CE} = 0 V; f = 1 MHz)	C_{CE}	15	pF

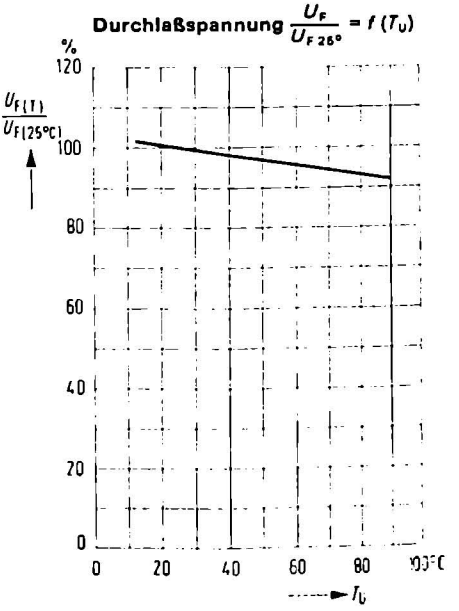
Die Koppelelemente werden nach dem Stromübertragungsverhältnis $\frac{I_C}{I_F}$ bei I_F = 10 mA und U_{CE} = 5 V gruppiert und mit römischen Ziffern gekennzeichnet.

Typ	CNY 17					
Gruppe	0[1])	I	II	III	IV	
$\frac{I_C}{I_F}$	> 10	40—80	63—125	100—200	160—320	%

[1]) mit reduzierten statischen Werten

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung I_F = 10 mA; I_C = 2,5 mA)	$U_{CE\,sat}$	0,3	V
Koppelkapazität	C_K	0,34	pF
Kriechstromstrecke minimal		8,2	mm

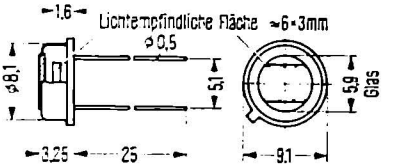




Fotowiderstand

BPY 61 ist ein Cadmiumsulfoselenid-Fotowiderstand. Er ist in ein hermetisch dichtes Gehäuse ähnlich TO–5 mit Glasfenster eingebaut und für frontale Beleuchtungsrichtung vorgesehen. Das Gehäuse ist von den Anschlußdrähten isoliert. Der Fotowiderstand zeichnet sich besonders durch kurze Abklingzeiten aus.

Typ	Bestellnummer
RPY 61	Q62717–P4



Gewicht etwa 2 g — Maße in mm

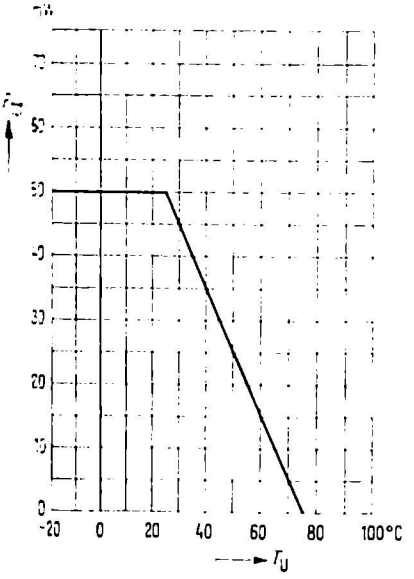
Grenzdaten

	RPY 61	
Verlustleistung	P_{tot} 50	mW
Arbeitsspannung	U_a 50	V
Umgebungstemperatur	T_U −40 bis +75	°C

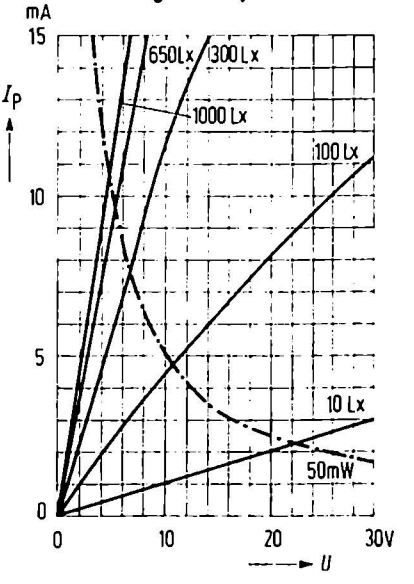
Kenndaten (T_U = 25 °C)

Dunkelwiderstand 1 min nach Verdunkelung	R_0	≧ 1 · 10⁶ Ω
Hellwiderstand (E_v = 1000 lx)	R_{1000}	300 bis 800 Ω
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{S\,max}$	0,65 µm
Temperaturkoeffizient (E_v = 1000 lx; T_U = −25 bis +75 °C)	T_K	0,8 %/K
Ansprechzeit für den Abfall des Widerstandes von R_0 auf 65% von R_{1000}	t_r	2 bis 6 ms

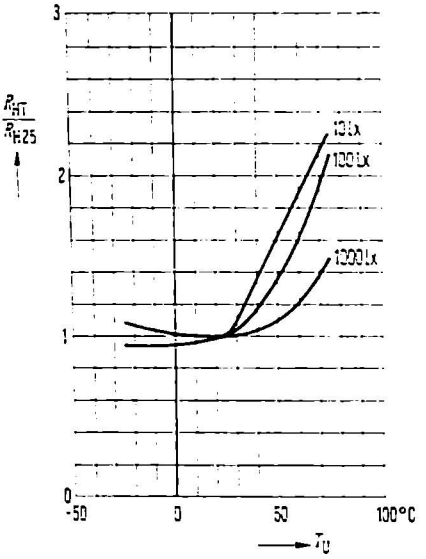
Verlustleistung $P_{tot} = f(T_U)$



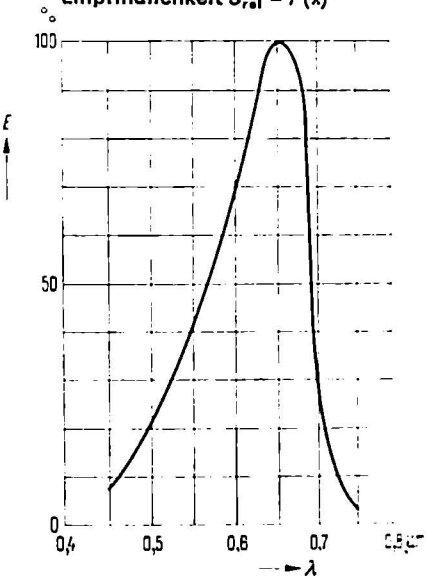
Strom-Spannungskennlinien $I_p = f(U)$
Beleuchtungsstärke E_v = Parameter



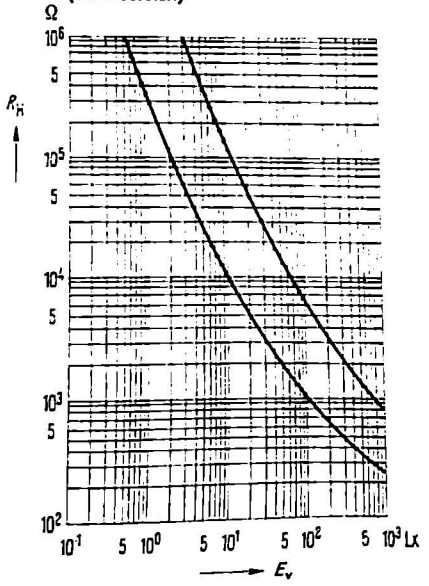
Temperaturabhängigkeit des Hellwiderstandes $\frac{R_{HT}}{R_{H25}} = f(T_U)$



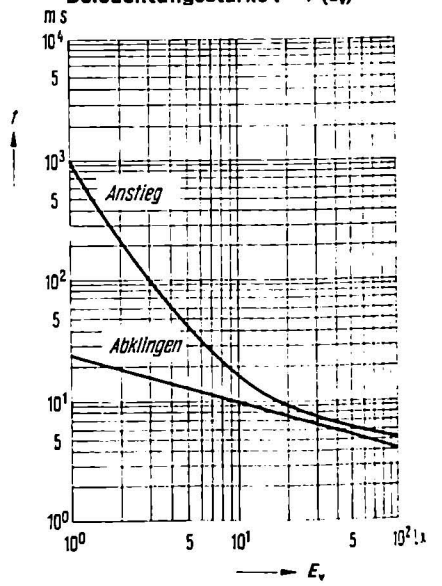
Relative spektrale Empfindlichkeit $S_{rel} = f(\lambda)$



Hellwiderstand als Funktion der Beleuchtungsstärke $R_H = f(E_v)$ (Streubereich)



Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes auf 65% des Endwertes als Funktion der Beleuchtungsstärke $t = f(E_v)$



Leistungs-Halbleiter

6. Leistungshalbleiter

6.1. Silizium-Dioden

Allgemeine technische Angaben

Spannungswerte

Höchste periodische Spitzensperrspannung U_{RRM}

Höchster Augenblickswert der Sperrspannung einschließlich aller periodischer Spitzen, der an der Diode auftreten darf. Die angegebenen Werte gelten für den gesamten Betriebstemperaturbereich, wenn nicht einschränkende Angaben gemacht werden.

Höchste Stoßspitzenspannung U_{RSM} für $\leq$ 10 ms

Höchster Augenblickswert einer nicht periodischen Sperrspannung, die während der sperrfangen Zeit an der Diode für maximal 10 ms (z. B. bei Beanspruchung mit Überspannungen) im gesamten Betriebstemperaturbereich auftreten darf.

Durchlaßspannungsabfall U_F

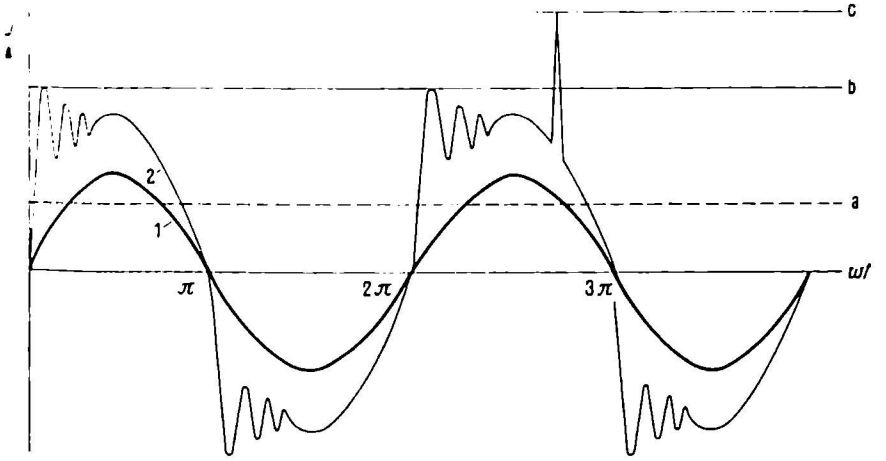
Die im Durchlaßzustand zwischen den Anschlüssen anliegende Spannung. Sie wird beim Scheitelwert des Dauergrenzstromes und einer bestimmten Sperrschichttemperatur angegeben.

Durchbruchspannung U_{BR}

Bei „controlled avalanche" -Dioden ist die Durchbruchspannung diejenige Sperrspannung, bei der der Sperrstrom lawinenartig ansteigt (Lawinendurchbruch). Bei diesen Dioden ist eine Belastung in Höhe der Durchbruchspannung mit begrenzter Energie möglich.

Empfohlene Anschlußspannung U_{eff}

Für den Betrieb empfohlener Effektivwert der sinusförmigen Wechselspannung (bei Einwegschaltung für Widerstandsbelastung, wenn nicht anders angegeben). Hierbei sind vorübergehende Netzspannungsschwankungen (+ 10%) berücksichtigt.



Prinzipielle Darstellung der verschiedenen Spannungswerte.

a = Empfohlene Anschlußspannung
b = Spitzenspannung
c = Stoßspitzenspannung
1 = Empfohlene Wechselspannung
2 = Möglicher Kurvenverlauf bei periodisch auftretenden Spannungsspitzen und einmalig auftretender Stoßspitzenspannung

Stromgrenzwerte

Dauergrenzstrom I_{FAVM}

Arithmetischer Mittelwert des höchsten, dauernd zulässigen Durchlaßstromes im Frequenzbereich 40 Hz bis 1000 Hz bei sinusförmigem Stromverlauf, 180° Stromflußwinkel und definierter Gehäusetemperatur. Jede an den Betrieb mit Dauergrenzstrom anschließende Überlastung kann zum Verlust der Sperrfähigkeit führen. Bei einigen Dioden gelten die gesondert angegebenen Frequenzgrenzen.

Grenzeffektivstrom I_{FRMS}

Effektivwert des höchsten, dauernd zulässigen Durchlaßstromes, der auch bei intensiver Kühlung im Dauerbetrieb nicht überschritten werden darf.

Grenzgleichstrom (Typenstrom)

Arithmetischer Mittelwert des höchsten, dauernd zulässigen Stromes der Gleichrichterschaltung bei ungesteuertem Betrieb bzw. bei Gegenspannungsbelastung im angegebenen Frequenzbereich (Netzbetrieb) bis zu einer Aufstellungshöhe von 1000 m über N.N. und den definierten Kühlbedingungen.

E Einwegschaltung
V Verdopplerschaltung
M Mittelpunktschaltung
B Brückenschaltung
S Sternschaltung
DB Drehstrombrückenschaltung
DS Doppelsternschaltung
DSS Doppelsternschaltung mit Saugdrossel

Für Dioden kleiner Leistung, die vorwiegend bei Luftselbstkühlung betrieben werden, wird nach DIN 41744, Entwurf Sept. 69, der Typenstrom angegeben. Er entspricht dem Grenzgleichstrom bei Luftselbstkühlung und 45 °C Umgebungstemperatur.

Bei Gleichrichtersätzen wird teilweise der Nennstrom angegeben. Der Nennstrom ist ein unter den hier definierten Bedingungen empfohlener Einsatzstrom. Er liegt ca. 20 % unter dem jeweiligen Grenzgleichstrom.

Stoßstrom-Grenzwert I_{FSM}

Höchster zulässiger Scheitelwert einer sinusförmigen Halbschwingung von 10 ms Dauer, entsprechend 50 Hz (für 60 Hz ist der Scheitelwert 10% größer); er gilt für die angegebenen Sperrschichttemperaturen.

Bei Belastung mit dem Stoßstrom-Grenzwert wird die dauernd zulässige Sperrschichttemperatur überschritten.

Der Stoßstrom-Grenzwert darf nur gelegentlich, d.h. im Störungsfall, ausgenützt werden und kann frühestens nach der angegebenen Mindestpause, jedoch nicht periodisch, wiederholt werden.

Grenzlastintegral $\int i^2dt$

Höchstzulässiger Wert des Zeitintegrals über dem Quadrat des Durchlaßstromes ($\int i^2dt$) im Zeitbereich 1 ms bis 5 ms. Für das Grenzlastintegral gelten die gleichen Voraussetzungen wie für den Stoßstrom-Grenzwert. Für 10 ms Belastung kann das Grenzlastintegral aus dem Stoßstrom-Grenzwert berechnet werden:

$$\int_0^{10\,ms} i^2dt = 0{,}5 \cdot 10^{-2} \cdot I^2_{FSM}$$

Mindestpause nach Ausnützung des Stoßstrom-Grenzwertes bzw. des Grenzlastintegrals

Zeit, die abgewartet werden muß, bevor wieder normaler Betrieb möglich ist. Sie ist notwendig um die Sperrschichttemperatur auf die Temperatur vor der Belastung absinken zu lassen.

Sperrstrom I_R

Im Sperrzustand über die Diode fließender Strom. Angegeben ist der Scheitelwert des Sperrstromes (Maximalwert) bei der höchsten periodischen Spitzensperrspannung.

Sonstige elektrische Werte

Polarität

Die Polarität wird durch Kennzeichnung des Anoden- bzw. Kathodenanschlusses gekennzeichnet.

Typische Nullkapazität C_{null} bei 1 MHz

Die bei Vorspannung Null und bestimmter Frequenz an den Anschlußklemmen der Diode mit kleiner Wechselspannungsamplitude gemessene Kapazität.

Maximaler Ladekondensator, Schutzwiderstand

Für kleinere Dioden wird die größtzulässige Kapazität eines Ladekondensators (Toleranz + 50%) zusammen mit einem Schutzwiderstand (Toleranz −10%) angegeben, um den bei kapazitiver Last auftretenden periodischen Spitzenstrom und den Einschaltstrom zu begrenzen.

Zulässige Frequenz bei Netzbetrieb mit Grenzdaten

Bereich, in dem die Grenzdaten bei Netzbetrieb bedingt durch die Frequenz nicht herabgesetzt werden müssen – Netzbetrieb vorausgesetzt.

Höchste Sperrverlustleistung

Zulässige Ableitverluste bei „controlled-avalanche" -Dioden (Dioden mit stoßspannungsbegrenzender Sperrkennlinie) während der Sperrzeit für gelegentliche nichtperiodische Beanspruchungen durch Überspannungen. Die Sperrverlustleistung ist abhängig von der Belastungsdauer und der Tablettentemperatur.

Thermische Grenzwerte

Sperrschichttemperaturbereich ϑ_j

Dauernd zulässiger Bereich der Sperrschichttemperatur, innerhalb dessen die Diode betrieben werden darf.

Lagerungstemperaturbereich ϑ_S

Bereich, innerhalb dessen die Diode ohne elektrische Beanspruchung gelagert oder transportiert werden darf.

Wärmewiderstand $R_{th\,JG}$, $R_{th\,JU}$ (Diode)

Differenz zwischen der Temperatur in der Sperrschicht und an der wärmeleitenden Kontaktfläche der Diode, dividiert durch die in der Diode in Wärme umgesetzte Leistung.
Er gilt für die obere Grenze der Fertigungsstreuung. Bei kleinen Dioden wird die Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung zugrunde gelegt ($R_{th\,JU}$).

Wärmewiderstand $R_{th\,GU}$ des Kühlkörpers

Differenz der Temperatur zwischen der wärmeabgebenden Fläche der Diode und der des Kuhlmittels, dividiert durch die in der Diode umgesetzte Leistung. Er wird einschließlich Übergangswiderstand $R_{th\,GK}$ angegeben.
Eine Ausnahme bildet die P-Diode. Hier wird der Übergangswärmewiderstand zusammen mit dem Dioden-Wärmewiderstand $R_{th\,JG}$ angegeben.

Mechanische Werte

Anzugsdrehmoment bzw. Anpreßdruck

Für die einzelnen Dioden werden Anzugsdrehmomente bzw. Anpreßdrücke angegeben, um sicheren Sitz und guten Wärmeübergang zwischen Diode und Kühlkörper zu gewährleisten. Es wird empfohlen, Dioden mit Gewinde mit einem Drehmomentschlüssel einzuschrauben, um mechanische Überbeanspruchung zu vermeiden.

Schüttelfestigkeit

Wird in Anlehnung an DIN 40046 angegeben und enthält Angaben über die mechanische Widerstandsfähigkeit der Bauelemente.

Kriechstrecke

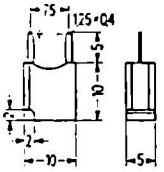
Kürzester Weg, auf dem ein Stromübergang längs der Oberfläche eines Isolierkörpers eintreten kann. Bei Dioden Isolierstrecke zwischen Kathode und Anode.

Feuchteklasse

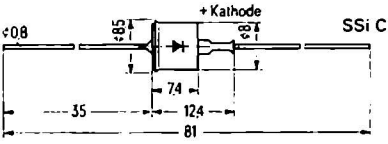
Wird nach DIN 40040 angegeben und enthält Angaben über die zulässige Feuchtebeanspruchung.

Schnelle Dioden

Typ	Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (V)	Dauergrenzstrom I_{FAV} bei ϑ_c = 45 °C (A)	Grenzeffektivstrom I_{FRMS} (A)	Höchste zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)
BY 288	150...1000	0,17	3,8	100	92
BY 289	150...1000	0,28	3,8	100	92
BY 291	75... 600	0,8	3,8	150	87
SSi C 27 B	150...1000	0,17	7,5	100	90
SSi C 27 C	150.. 1000	0,28	7,5	100	90
SSi C 28	150...1000	0,38	7,5	100	66
SSi C 29	150...1000	0,55	7,5	100	44
SSi C 30	75... 600	0,85	7,5	150	86
SSi C 31	75... 600	1,1	7,5	150	66
SSi C 32	75... 600	1,8	7,5	150	39
SSi C 33	75... 600	4,0	7,5	150	6
SSi C 40	75... 300	1,15	7,5	150	86
SSi C 41	75... 300	1,4	7,5	150	66
SSi C 42	75... 300	2,3	7,5	150	39
SSi C 43	75... 300	4	7,5	150	6
BY 292	75... 300	1,1	3,8	150	87
SSi E 30	75... 300	11	38	150	3

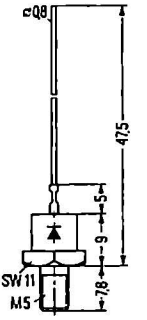


BY 288
BY 289
BY 291
BY 292

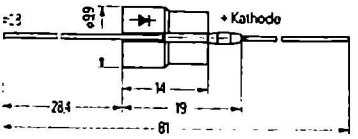


SSi C 33, C 43

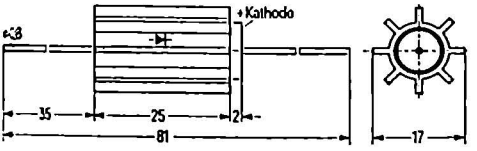
SSi C 27B
SSi C 27C
SSi C 30
SSi C 40



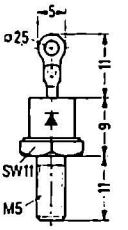
SSi C 33
SSi C 43



SSi C 28
SSi C 31
SSi C 41



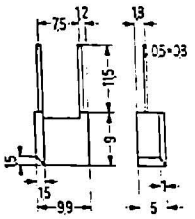
SSi C 29
SSi C 32
SSi C 42



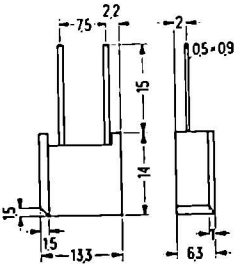
SSi E 30

Drahtdioden

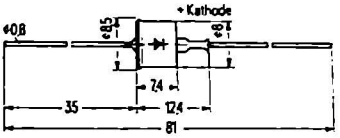
Typ	Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (V)	Dauergrenzstrom I_{FAV} bei ϑ_c = 45 °C (A)	Grenzeffektivstrom I_{FRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{FSM} bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2dt$ bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)
Avalanche Dioden							
SSi B 98 A	1100...1600	1,2	3,8	60	7	150	80
SSi C 15 A	900...1200	1,3	7,5	75	22	150	84
SSi C 16 A	900...1200	1,5	7,5	75	22	150	68
SSi C 99 A	1100...1600	1,7	4,8	75	16	150	54
SSi C 19 A	900...1200	2,4	7,5	75	22	150	38



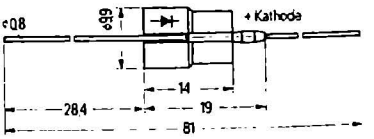
SSi B 98A



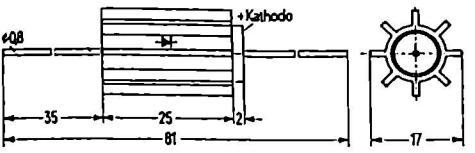
SSi C 99A



SSi C 15A



SSi C 16A

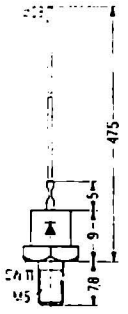


SSi C 19A

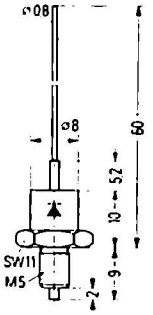
Schraubdioden

Typ	Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (V)	Dauergrenzstrom I_{FAV} bei ϑ_C (A) (°C)	Grenzeffektivstrom I_{FRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{FSM} bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2dt$ bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)
Avalanchedioden							
SSi C 20 A	900...1200	4/117	7,5	75	22	150	6
SSi D 99 A	1000...1600	5/130	9,5	180	100	160	3,3
SSi D 04 A	1000...1400	10/103	19	150	75	160	4,5
SSi E 20 A	1000...1400	20/95	38	250	225	160	2,5
SSi F 20 A	1100...1500	50/111	95	800	3200	160	0,7
SSi F 23 A*)	1100...1500	50/111	95	800	3200	160	0,7
SSi G 02 A	1100...1500	70/106	135	1300	8500	160	0,55
SSi G 23 A*)	1100...1500	70/106	135	1300	8500	160	0,55
SSi K 21 A	1100...1500	160/88	310	2700	36500	160	0,36
SSi K 23 A*)	1100...1500	160/88	310	2700	36500	160	0,36
SSi L 20 A	1400...1700	250/94	480	4800	115000	160	0,20
SSi L 23 A*)	1400...1700	250/94	480	4800	115000	160	0,20
SSi N 20 A	1400...1700	450/88	850	8000	320000	160	0,125
SSi N 23 A*)	1400...1700	450/88	850	8000	320000	160	0,125

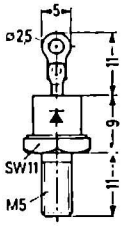
*) Kathode – Gehäuse



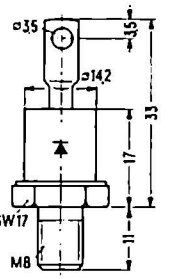
SSi C 20A



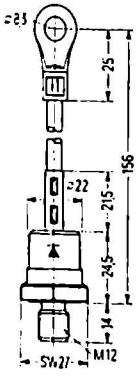
SSi D 99A



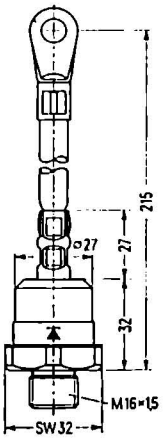
SSi D 04A
SSi E 20A



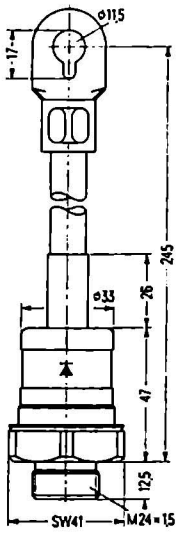
SSi F 20A
SSi F 23A
SSi G 02A
SSi G 23A



SSi K 21A
SSi K 23A



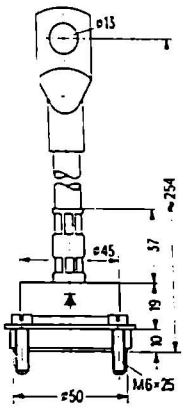
SSi L 20A
SSi L 23A



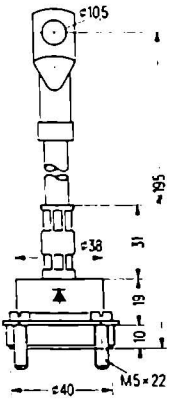
SSi N 20A
SSi N 23A

Flachboden- und Scheibendioden

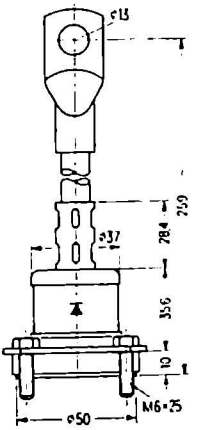
Typ	Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (V)	Dauergrenzstrom I_{FAV} bei ϑc (A) (°C)	Grenzeffektivstrom I_{FRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{FSM} bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)
Flachbodendioden							
SSi L 98	400...1800	320/96	500	6100	$153 \cdot 10^3$	150	0,16
SSi L 99	400...1800	250/100	400	6100	$153 \cdot 10^3$	150	0,12
SSi N 98	1800...2800	450/90	700	8500	$300 \cdot 10^3$	150	0,09
SSi N 99	400...1400	450/100	700	11200	$525 \cdot 10^3$	150	0,09
Scheibendioden							
SSi K 04	300...1400	215/112	410	2700	$36 \cdot 10^3$	150	0,125
SSi L 24	700.. 2200	400/100	760	4800	$115 \cdot 10^3$	160	0,095
SSi N 24	700...2200	750/102	1400	8000	$320 \cdot 10^3$	160	0,05
SSi P 01	1000...1700	1200/84	2280	18000	$1600 \cdot 10^3$	150	0,045



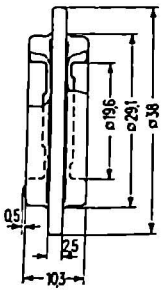
SSi L 98



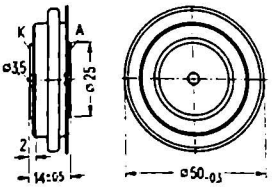
SSi L 99



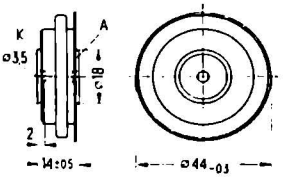
SSi N 98
SSi N 99



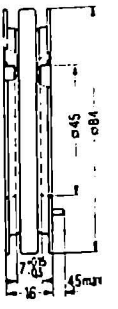
SSi K 04



SSi N 24



SSi L 24



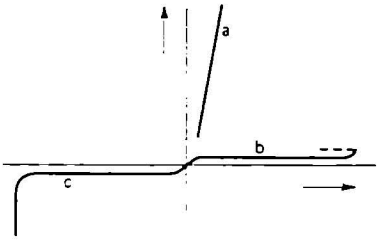
SSi P 01

6.2. Silizium-Thyristoren

Allgemeine technische Angaben

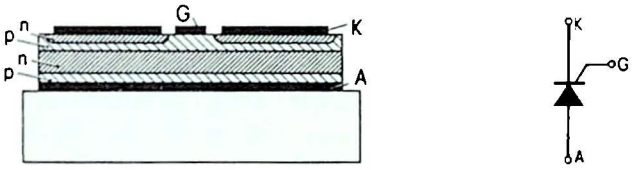
In Anlehnung an DIN 41 785, 41 786, 41 787

Der Thyristor ist ein steuerbarer Siliziumgleichrichter. Er weist zunächst in beiden Richtungen Sperrverhalten auf, läßt sich aber in Vorwärtsrichtung mit einem Steuerimpuls – über den Steueranschluß – in den leitenden Zustand schalten.



a Durchlaßkennlinie
b Vorwärts-Sperrkennlinie
c Rückwärts-Sperrkennlinie

Die Siliziumtablette hat in der Stromflußrichtung positiv (p) und negativ (n) leitende Zonen in der Reihenfolge p n p n. Bei Thyristoren für einseitige Kühlung fließt der Strom im gezündeten Zustand vom Gehäuse zum isolierten Anschluß, dementsprechend wird das Gehäuse mit Anode „A" und der isolierte Hauptanschluß mit Kathode „K" bezeichnet. Bei Thyristoren in Scheibenbauform und bei Kleinthyristoren ergibt sich die Stromrichtung aus der Anschlußbezeichnung. Zur Zündung eines Thyristors muß die Steuerspannung so angelegt werden, daß der positive Pol am Gitteranschluß „G" und der negative Pol an der Kathode „K" liegt.



Daten

Die angegebenen Grenzwerte sind als absolute Grenzwerte im Sinne von IEC anzusehen. Das bedeutet, daß bei ihrer Überschreitung mit Beeinträchtigung der Funktionsfähigkeit oder Zerstörung der Tyhristoren gerechnet werden muß (z. B. U_{DRM}, U_{RRM}).

Da die elektrischen Eigenschaften von Thyristoren temperaturabhängig sind, ist eine Angabe elektrischer Daten in vielen Fällen nur in Verbindung mit Temperaturangaben sinnvoll. Neben absoluten Grenzwerten, die für den gesamten zulässigen Temperaturbereich gelten, sind deshalb auch Grenzdaten, bezogen auf eine höchstzulässige Gehäusetemperatur, angegeben. (z. B. Dauergrenzstrom).

Auf Grund von Berechnungen und Erfahrungen werden vom Hersteller neben den oben angeführten Grenzdaten auch Einsatzdaten empfohlen. Bei diesen empfohlenen Einsatzdaten ist im Normalfall sichergestellt, daß ein genügend großer Sicherheitsabstand zu den absoluten Grenzdaten berücksichtigt ist. Der Abstand zwischen Grenzwert und Einsatzwert beeinflußt bei vielen Parametern die Betriebszuverlässigkeit.

Außerdem werden mit den Daten auch Empfehlungen für den Einsatz von Thyristoren in Verbindung mit vom Hersteller angebotenen Kühlkörpern gegeben (z. B. Grenzgleich- bzw. Dauereffektivströme).

Falls nicht anders angegeben, beziehen sich alle Daten auf 40 bis 60 Hz Netzbetrieb.

Spannungswerte

Höchste zulässige positive bzw. negative periodische Spitzensperrspannung U_{DRM}, U_{RRM}

Höchster Augenblickswert der Sperrspannung in positiver bzw. negativer Richtung einschließlich aller periodischen Spitzen, der zwischen den Hauptanschlüssen des Thyristors auftreten darf. Die angegebenen Werte gelten für den gesamten zulässigen Sperrschichttemperaturbereich. Wegen der meist ungenau definierten Spannungsverhältnisse ist die Spannungsklasse des Thyristors mit ausreichender Spannungssicherheit festzulegen. Der Spannungssicherheitsfaktor – also das Verhältnis von höchster periodischer Spitzensperrspannung zum Scheitelwert der höchsten Anschlußspannung – sollte auch mit Rücksicht auf das du/dt-Verhalten größer 1,5 sein. Bei Netzanwendung ist ein Spannungssicherheitsfaktor zwischen 2 und 2,5 üblich.

Höchste Durchlaßspannung U_T

Im Durchlaßzustand an den Hauptanschlüssen liegende Spannung in Vorwärtsrichtung. Es ist der oberste Grenzwert der Typenstreuung für den dreifachen Wert des genannten Dauergrenzstromes bei Sperrschichttemperatur 25 °C angegeben.

Bei Thyristoren mit Stromband ist der Spannungsabfall des Strombandes inbegriffen.

Ersatzgerade für Verlustrechnung $U_T = U_{T(TO)} + r_T \cdot i_T$

Die genannte Gleichung gibt den Momentanwert der Durchlaßspannung an, die im gezündeten Zustand des Thyristors durch den Durchlaßstrom zwischen den beiden Hauptanschlüssen entsteht.

Die Ersatzgerade ist eine Annäherung an eine Durchlaßkennlinie bei maximal zulässiger Sperrschichttemperatur, die zur Ermittlung der Durchlaßverluste für die Berechnung von Belastungsdaten verwendet werden kann. Sie gilt nur für einen mittleren Strombereich.

Das Stromband von Thyristoren ist so bemessen, daß die Verluste, die in ihm entstehen, von der Oberfläche des Strombandes abgeführt werden, sie sind deshalb in der Verlustrechnung nicht zu berücksichtigen. (Weitere Erläuterungen siehe Stromgrenzwerte.)

Stromgrenzwerte

Beim Betrieb von Halbleiterbauelementen entstehen Verluste, die in Form von Wärme aus der Sperrschicht der Bauelemente abgeführt werden müssen. Die einzelnen Materialien setzen diesem Wärmefluß einen Widerstand, den sogenannten Wärmewiderstand, entgegen. Da viele Thyristor-Parameter unmittelbar temperaturabhängig sind, kann ein Großteil der Belastungswerte für Netzbetrieb auf Grund thermischer Berechnungen folgender prinzipieller Form ermittelt werden:

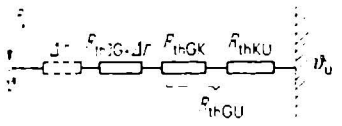
$$\vartheta_j = \vartheta_u + P_v \cdot (R_{th\,JU} + \Delta r)$$

ϑ_j = Sperrschichttemperatur (Junctiontemperatur)
ϑ_u = Umgebungstemperatur
P_v = Gesamtverlustleistung
$R_{th\,JU}$ = Gesamtwärmewiderstand von Thyristor und Kühleinrichtung einschließlich Übergängen
Δr = Wärmewiderstand zur Berücksichtigung zeitlicher Temperaturschwankungen

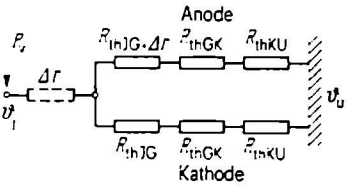
Für die Strombelastbarkeit von Thyristoren im Dauerbetrieb bei 40 bis 60 Hz Netzbetrieb sind die Durchlaßverluste und der Gesamtwärmewiderstand allein maßgebend. Die bei Betrieb mit höheren Frequenzen und hohen Stromsteilheiten ebenfalls zu berücksichtigenden Ein- und Ausschaltverluste sind hier vernachlässigbar klein. Die Sperr- und Steuerverluste sind ebenfalls sehr viel kleiner als die Durchlaßverluste und können, falls sie nicht vernachlässigt sind, durch eine geringe pauschale Stromreduzierung berücksichtigt werden.

Bei Bauelementen mit einseitiger Kühlung und Stromband ist das Stromband so dimensioniert, daß die in ihm entstehenden Verluste auch von seiner Oberfläche abgeleitet werden. Die Temperaturberechnung kann deshalb nach folgenden vereinfachten statischen Ersatzschaltbildern vorgenommen werden:

Einseitige Kühlung

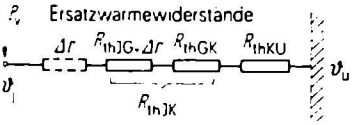


Doppelseitige Kühlung



R_{thJ} Innerer Wärmewiderstand des Thyristors
R_{thG} Übergangswiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper
R_{thK} Kühlkörperwärmewiderstand
R_{thKU} Kühlkörperwärmewiderstand einschließlich Wärmeübergang
Δr Zusatzwärmewiderstand

Das Ersatzschaltbild für doppelseitige Kühlung kann unter der Annahme, daß die Verlustleistung etwa gleichmäßig nach beiden Seiten abgeführt wird, wie nachstehend abgebildet, vereinfacht werden.



R_{thJK} = Innerer Wärmewiderstand des Thyristors einschließlich Wärmeübergang

Die Werte der für die Belastbarkeit maßgebenden Durchlaßspannung und des Wärmewiderstandes streuen über einen relativ großen Bereich. Ein Zusammentreffen von ungünstiger Durchlaßspannung und ungünstigem Wärmewiderstand ist recht unwahrscheinlich. Die in die Temperaturrechnung eingehenden Werte wurden deshalb auf Grund statistischer Betrachtungen festgelegt.

Dauergrenzstrom $I_{TAV(I)}$

Höchstzulässiger arithmetischer Mittelwert des sinusförmigen Durchlaßstromes, Stromflußwinkel 180°, Frequenzbereich 40 bis 60 Hz, der im Dauerbetrieb auch bei intensiver Kühlung nicht überschritten werden darf. Zusätzlich wird die höchste Gehäusetemperatur angegeben, bei der dieser Strom noch zulässig ist. Bei Kleinthyristoren, die ohne Kühlkörper verwendet werden, ist der Dauergrenzstrom auf eine Umgebungstemperatur von 45 °C bezogen.

Jede an den Betrieb mit Dauergrenzstrom anschließende Überlastung kann zum Verlust der Sperrfähigkeit in Schaltrichtung führen.

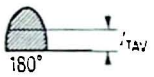
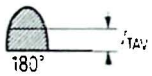
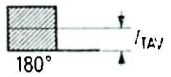
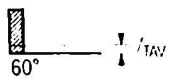
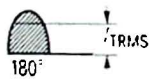
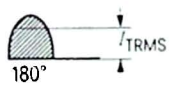
Grenzeffektivstrom $I_{TRMS(I)}$

Effektivwert des höchsten, dauernd zulässigen Durchlaßstromes, der auch bei intensiver Kühlung im Dauerbetrieb nicht überschritten werden darf. Er ergibt sich aus dem angeführten Dauergrenzstrom durch Multiplikation mit dem Formfaktor ($\pi/2$).

Grenzgleichstrom I_{TAV} – Dauereffektivstrom I_{TRMS}

Arithmetischer Mittelwert des höchsten, dauernd zulässigen Stromes, abhängig vom Stromflußwinkel bei nicht lückendem Strom und definierten Kühlbedingungen im Frequenzbereich 40 bis 60 Hz bis zu einer Aufstellungshöhe von 1000 m über N.N.

Für die Bestimmung der Belastbarkeit eines Thyristors in einer Schaltung bei Vollaussteuerung können folgende idealisierten Stromformen zugrunde gelegt werden:

	Ohmsche Last	induktive Last
E		
M/B		
S/DB		
DS		
DSS		
AS		

Der Gesamtstrom der wichtigsten Schaltungen kann nach folgender Tabelle bestimmt werden:

Schaltung	E	M/B	S/DB	DS/DSS	AS
Gesamt-gleich- bzw. -wechselstrom	$n \cdot I_{TAV}$	$2n \cdot I_{TAV}$	$3n \cdot I_{TAV}$	$6n \cdot I_{TAV}$	$\sqrt{2} \cdot n \cdot I_{TRMS}$

E Einwegschaltung
M Mittelpunktschaltung
B Bruckenschaltung
S Sternschaltung
DB Drehstrombrückenschaltung
DS Doppelsternschaltung
DSS Doppelsternschaltung mit Saugdrossel
AS Antiparallelschaltung
n Anzahl der parallelgeschalteten Thyristoren je Zweig einer Schaltung

Bei Parallelschaltung ist eine Reduktion der theoretisch erreichbaren Stromwerte erforderlich.

Stoßstromgrenzwert I_{TSM}

Höchster zulässiger Scheitelwert einer sinusförmigen Halbschwingung von 10 ms Dauer, entsprechend 50 Hz (für 60 Hz ist der Scheitelwert ≈ 10% höher), er gilt für die angegebene Sperrschichttemperatur.

Bei Belastung mit dem Stoßstromgrenzwert wird die dauernd zulässige Sperrschichttemperatur überschritten. Mit dem vorübergehenden Verlust der positiven Sperrfähigkeit ist zu rechnen, eine Belastung im Anschluß an die Beanspruchung mit dem Stoßstromgrenzwert ist deshalb nicht zulässig (Abschaltung vom Netz). Normaler Betrieb ist erst nach einer Pause ≥ 5 Sekunden möglich.

Der Stoßstromgrenzwert darf nur gelegentlich, z. B. bei seltenen Störungen in einer Anlage, jedoch nicht periodisch ausgenutzt werden.

Grenzlastintegral $\int i^2\,dt$

Integral des Quadrates des höchstzulässigen sinusförmigen Überstromes über die Zeit. Das Grenzlastintegral dient im allgemeinen zur Bemessung der Schutzeinrichtungen. Die folgenden Datenblätter enthalten Werte für 10 ms für den kalten (25 °C) Zustand ($\vartheta_{j(t)}$). Nach Ausnutzung des Grenzlastintegrales gelten die gleichen Einschränkungen wie nach Beanspruchung mit dem Stoßstromgrenzwert.

Positiver oder negativer Sperrstrom I_D, I_R

Der im Sperrzustand über die beiden Hauptanschlüsse des Thyristors fließende positive bzw. negative Strom. Er bezieht sich auf einen Spannungswert in Höhe der höchsten positiven bzw. negativen periodischen Spitzensperrspannung und gibt die obere Grenze des Streubereiches bei höchster zulässiger Sperrschichttemperatur an.

Kritische Stromsteilheit S_{Ikrit}

Höchste Stromanstiegsgeschwindigkeit beim Durchschalten, die der Thyristor ohne bleibende Beeinträchtigung seiner Eigenschaften verträgt. Sie wird als untere Grenze des Streubereiches für folgende Bedingungen angegeben:

a) Der Durchlaßstrom hat den Verlauf einer (gedämpften) Sinushalbschwingung, deren Scheitelwert gleich dem dreifachen Wert des angegebenen Dauergrenzstromes ist.
Der Wert der Stromsteilheit wird als Quotient $i_T = 0{,}5\,I_{TM}$ und der Zeit T, in der dieser Wert i_T erreicht ist, angegeben.

b) Höchstzulässige Sperrschichttemperatur.

c) Wiederholfrequenz 50 Hz.

d) Sperrspannung vor dem Zünden gleich $^2/_3$ der höchsten zulässigen positiven periodischen Spitzensperrspannung.

e) Zündimpuls für Thyristoren BStF.. bis BStR.. ≈ 1 A, bei Kleinthyristoren ca. $5 \cdot I_{GT}$. Anstieg des Zündstromes auf den Scheitelwert innerhalb 1 µs.

Werden Thyristoren nur mit einem Strom etwas oberhalb I_{GT} angesteuert, so ist nur eine di/dt-Beanspruchung 10 A/µs zulässig.

Gleichzeitig mit der Beanspruchung durch die kritische Stromsteilheit darf der Thyristor durch die Entladung der Beschaltungskondensatoren beansprucht werden, sofern der Strom durch diese RC-Entladung im gesamten zulässigen Sperrschichttemperaturbereich auf die angegebenen Werte begrenzt bleibt.

Kritische Spannungssteilheit S_{Ukrit}

Größter Wert der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in Vorwärtsrichtung, bei dem der Thyristor ohne Steuerimpuls noch nicht vom sperrenden in den leitenden Zustand umschaltet.

Jeder pn-Übergang stellt eine spannungsabhängige Kapazität dar, die mit steigender Spannung kleiner wird. Während des Spannungsanstieges fließt außer dem statischen Sperrstrom noch ein kapazitiver Strom gemäß der Beziehung $i_c = C \frac{du}{dt}$. Bei hohen Spannungssteilheiten kann dieser Strom zur Aufsteuerung des Thyristors führen.

Daraus geht hervor, daß die kritische Spannungssteilheit außer von der Höhe, auf die die Spannung ansteigt, auch stark von der Sperrschichttemperatur abhängt, da der zur Aufsteuerung des Thyristors erforderliche Strom mit steigender Tablettentemperatur kleiner wird.

Die Werte werden als untere Grenze des Streubereiches für folgende Bedingungen angegeben:

a) Die positive Sperrspannung steigt auf die im Datenblatt angegebenen Prozentsätze der höchsten zulässigen periodischen Spitzensperrspannung an.

b) Höchste zulässige Sperrschichttemperatur.

c) Wiederholfrequenz 50 Hz.

d) Vor Anlegen der Spannung ist der Thyristor unbelastet.

e) Die Spannung steigt nach einer Exponentialfunktion an. Der Wert der Spannungssteilheit wird nach folgender Beziehung angegeben:

$$\frac{du}{dt} = \frac{0{,}632 \cdot \text{angeg. Spannung}}{T}$$

Dabei ist T die Zeit, in der die Spannung 63,2% der unter a) angegebenen Spannung erreicht.

f) Der Steuerkreis ist offen. (Gegenüber einem Abschlußwiderstand im Steuerkreis bedeutet die genannte Bedingung eine Verschärfung.)

Freiwerdezeit t_q

Zeitdauer zwischen dem Nulldurchgang des abkommutierenden Hauptstromes und dem Nulldurchgang einer wiederkehrenden positiven Sperrspannung bestimmter Höhe, die erforderlich ist, damit der Thyristor nicht in den Durchlaßzustand kippt.

Bei Netzbetrieb (40 bis 60 Hz) ist die Freiwerdezeit im allgemeinen ohne Bedeutung. Bei Thyristoren für netzgeführte Stromrichter wird deshalb ein typischer Wert angegeben, der etwa dem 50%-Wert des Streubereiches entspricht.

Für Frequenzthyristoren wird der Grenzwert der Freiwerdezeit bezogen auf die höchstzulässige Sperrschichttemperatur angegeben.

Die Freiwerdezeit wird außer vom Aufbau des Thyristors und von der Sperrschichttemperatur auch weitgehend von den Daten des Lastkreises bestimmt. Die angegebenen Werte gelten unter folgenden Bedingungen:

a) Höchste zulässige Sperrschichttemperatur.

b) Die Steilheit des abkommutierenden Laststromes beträgt mindestens 10 A/µs. Darüber hinaus hat eine höhere Stromsteilheit, entsprechend den in derzeit gebräuchlichen Schaltungen auftretenden Steilheiten, nur noch geringen Einfluß auf die Freiwerdezeit.

c) Dem Strom-Nulldurchgang ging unmittelbar ein Durchlaßstrom mit einer Amplitude gleich dem genannten Wert des Dauergrenzstromes voraus. Er muß solange geflossen sein, bis sichergestellt ist, daß die Thyristortablette vollkommen durchgeschaltet ist.

d) Die Sperrspannung am Thyristor verläuft von −67% bis +67% der höchsten zulässigen periodischen Spitzensperrspannung. Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung beträgt im Nulldurchgang mindestens

$$\frac{du}{dt} = \frac{0{,}67 \cdot U_{DRM}}{t_q}$$

wobei t_q gleich der angegebenen Freiwerdezeit ist.

Thermische Grenzwerte

Zulässiger Sperrschichttemperaturbereich für Dauerbetrieb ϑ_j

Bereich der Tablettentemperatur, innerhalb dessen ein Thyristor dauernd betrieben werden darf.

Zulässiger Lagerungstemperaturbereich ϑ_s

Temperaturbereich innerhalb dessen ein Thyristor ohne elektrische Beanspruchung gelagert und transportiert werden darf.

Wärmewiderstand des Thyristors für Konstantstrom $R_{th\,JG}$ bzw. $R_{th\,JK}$

Temperaturdifferenz zwischen Tablettentemperatur und Gehäusetemperatur bzw. Temperatur an der Auflagefläche am Kühlkörper, bei Kleinthyristoren zwischen Tablettentemperatur und Umgebungstemperatur ($R_{th\,JU}$), dividiert durch die im Thyristor umgesetzte mittlere Leistung, die zum Kühlkörper fließt.

Schraubthyristoren, Flachbodenthyristoren:

$R_{th\,JG}$ = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse.

Scheibenthyristoren:

$R_{th\,JK}$ = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Auflagefläche am Kühlkörper.

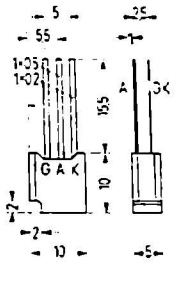
$R_{th\,JG}$ = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse.

Die Gehäusetemperatur kann bei Scheibenthyristoren in eingebautem Zustand teilweise nicht direkt gemessen werden. In diesem Fall wird der Übergangswärmewiderstand $R_{th\,GK}$ zusammen mit dem Thyristorwärmewiderstand $R_{th\,JG}$ angegeben. Die eingerechneten Übergangswärmewiderstände setzen eine ausreichend planparallele Auflagefläche und einen entsprechenden Anpreßdruck voraus.

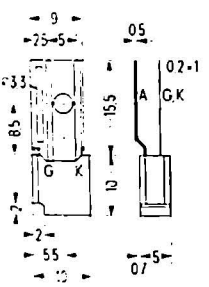
Die Verlustleistung wird bei Scheibenthyristoren auf Grund ihres unsymmetrischen Aufbaues nicht ganz gleichmäßig nach beiden Seiten abgeführt. Dem resultierenden Ersatzwärmewiderstand für doppelseitige Kühlung ist der Mittelwert der Anoden- und Kathodentemperatur zugrunde gelegt. Bei Scheibenthyristoren in „flat pack"-Ausführung sind auch Wärmewiderstände für einseitige Kontaktierung angegeben.

Kleinthyristoren

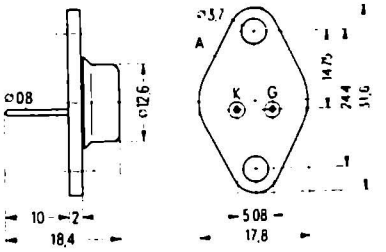
Typ	Periodische Spitzensperrspannung $U_{DRM} \hat{=} U_{RRM}$ (V)	Dauergrenzstrom I_{TAV} bei ϑ_C (A/°C)	Grenzeffektivstrom I_{TRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{TSM} bei ϑ_j = 25 °C 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ bei ϑ_j = 25 °C 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)	Kritische Spannungssteilheit $S_{U\,krit}$ (V/µs)	Kritische Stromsteilheit $S_{I\,krit}$ (A/µs)	Freiwerdezeit t_q (µs)
Kunststoff-Gehäuse										
BSt E 03	400...700	0,6/45	1,0	140	100	100	85	20	100	12
BSt B 01	100...700	0,8/45	4,7	34	5,8	120	72	5...100	50	80
BSt C 07	100...700	0,9/45	5,5	70	24	125	72	5...100	200	80
BSt B 02	100...700	3,0/64	4,7	34	5,8	120	63	5...100	50	80
BSt C 02	100...700	3,5/67	5,5	70	24	125	63	5...100	100	80
TO 66-Gehäuse										
BStCC01	400...750	3,2/68	5,0	60	18	100	4,5	100...700	200	8
BSt C 06	400...700	3,2/67	5,0	60	18	100	4,5	100...500	200	8
BSt C 05	100...700	5/76	8,0	70	24	125	4,5	5...100	50	50
BSt E 04	400...700	4/77	6,3	150	110	100	3,5	50	100	12
Schraub-Gehäuse										
BSt C 03	200...1200	16/59	25	180	160	125	1,8	20...200	150	60
BSt D 03	200...1200	16/85	25	250	310	125	1,5	20...200	150	60
BSt E 99	600...1500	22,5/64	35	500	1250	125	1,5	50...400	70	75



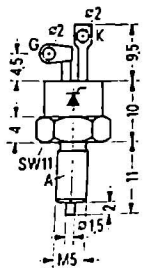
BSt B 01
BSt C 07
BSt E 03



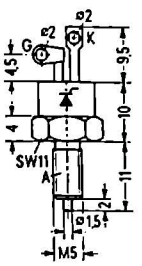
BSt B 02
BSt C 02



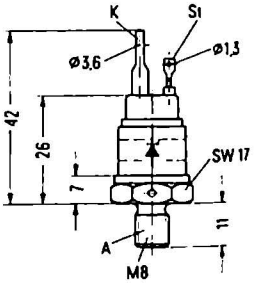
BSt C 05
BSt C 06
BSt CC 01
BSt E 04



BSt C 03



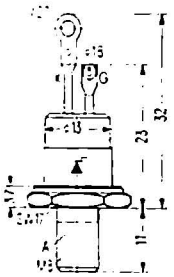
BSt D 03



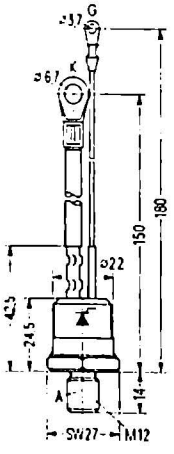
BSt E 99

Schraubthyristoren

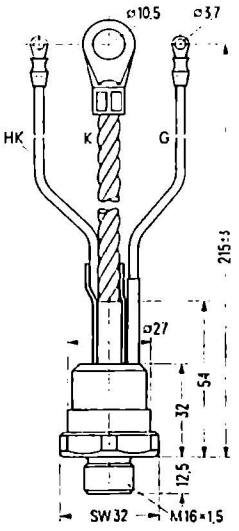
Typ	Periodische Spitzensperrspannung $U_{DRM} \triangleq U_{RRM}$ (V)	Dauergrenzstrom I_{TAV} bei ϑ_C (A/°C)	Grenzeffektivstrom I_{TRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{TSM} bei ϑ_j = 25 °C 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2dt$ bei ϑ_j = 25 °C 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)	Kritische Spannungssteilheit $S_{u\,krit}$ (V/µs)	Kritische Stromsteilheit $S_{i\,krit}$ (A/µs)	Freiwerdezeit t_q (µs)
BSt F 25	600...1650	30/90	47	535	1430	125	0,63	50...1000	50	150
BSt H 05	600...1800	70/72	110	1200	7200	125	0,36	50...1000	50	250
BSt L 35	600...1800	150/70	235	2900	42000	125	0,2	200...1000	100	200
BSt N 35	600...1800	280/73	440	6160	190000	125	0,11	200...1000	100	200
BSt P 36	2000...2500	320/74	500	6930	240000	125	0,085	200...1000	50	300
BSt P 35	600...1800	350/82	550	10950	600000	125	0,08	200...1000	100	200



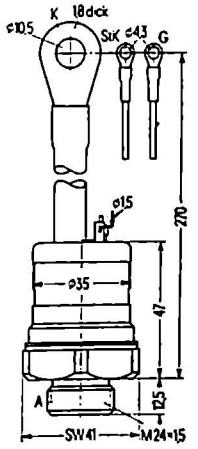
BSt F 25



B St H 05



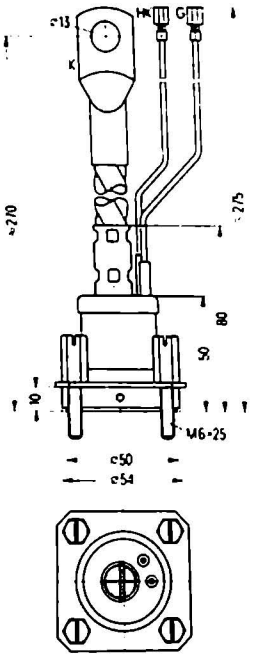
BSt L 35



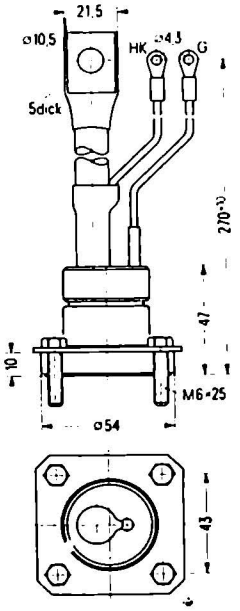
BSt N 35
BSt P 35
BSt P 36

Flachbodenthyristoren

Typ	Periodische Spitzensperrspannung U_{DRM} = U_{RRM} (V)	Dauergrenzstrom I_{TAV} bei ϑ_C (A/ C)	Grenzeffektivstrom I_{TRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{TSM} bei ϑ_j = 25 C 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ bei ϑ_j = 25 C, 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)	Kritische Spannungssteilheit $S_{U\,krit}$ (V/ µs)	Kritische Stromsteilheit $S_{I\,krit}$ (A/ µs)	Freiwerdezeit t_q (µs)
BSt L 91	600...1400	220/40	350	3500	61000	125	0,185	50...1000	100	130
BSt N 55	600...1800	280/73	440	6160	190000	125	0,11	200...1000	100	200
BSt N 52	600...1800	320/74	500	6930	240000	125	0,1	200...1000	100	200
BSt P 56	2000...2500	320/74	500	6930	240000	125	0,085	200...1000	50	300
BSt P 55	600...1800	350/82	550	10950	600000	125	0,08	200...1000	100	200



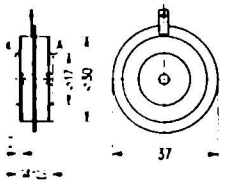
BSt L91



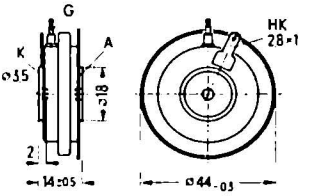
BSt N 52
BSt N 55
BSt P 55
BSt P 56

Scheibenthyristoren

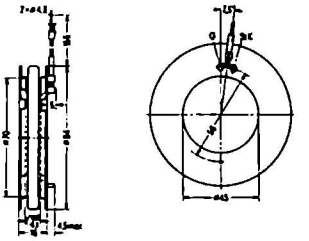
Typ	Periodische Spitzensperrspannung $U_{DRM} \triangleq U_{RRM}$ (V)	Dauergrenzstrom I_{TAV} bei ϑ_C (A/°C)	Grenzeffektivstrom I_{TRMS} (A)	Stoßstromgrenzwert I_{TSM} bei ϑ_j = 25°C, 10 ms (A)	Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ bei ϑ = 25°C, 10 ms (A^2s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)	Kritische Spannungssteilheit $S_{u\,krit}$ (V/µs)	Kritische Stromsteilheit $S_{i\,krit}$ (A/µs)	Freiwerdezeit t_q (µs)
BSt L 45	600. .1800	240/62	375	2900	42000	125	0,11	200...1000	100	180
BSt L 61	200... 500	275/70	400	4460	100000	140	0,145	200...1000	150	50
BSt N 45	600...1800	450/76	710	6160	190000	125	0,05	200...1000	100	200
BSt N 61	200... 500	500/89	785	8950	400000	140	0,06	200...1000	150	50
BSt P 46	2000...2500	600/65	940	6930	240000	125	0,038	200...1000	50	300
BSt P 15	600 ..1800	800/70	1250	10950	600000	125	0,033	200...1000	100	200
BSt P 45	600...1800	800/70	1250	10950	600000	125	0,033	200...1000	100	200
BSt R 16	2000...2500	800/81	1250	13400	900000	125	0,025	200...1000	50	250
BSt R 15	900...1800	1400/73	2200	24500	3000000	125	0,02	200	50	200



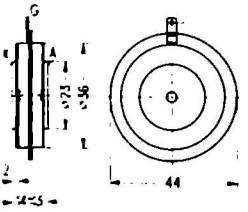
BSt L 61



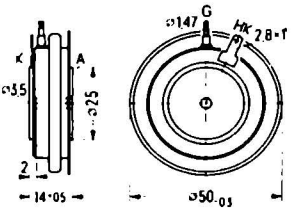
BSt L 45



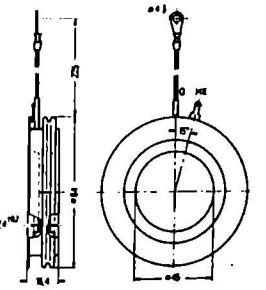
BSt P 15
BSt R 16



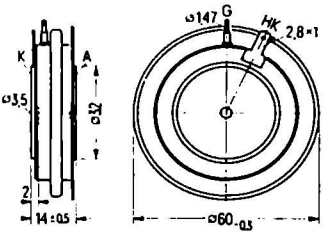
BSt N 61



BSt N 45



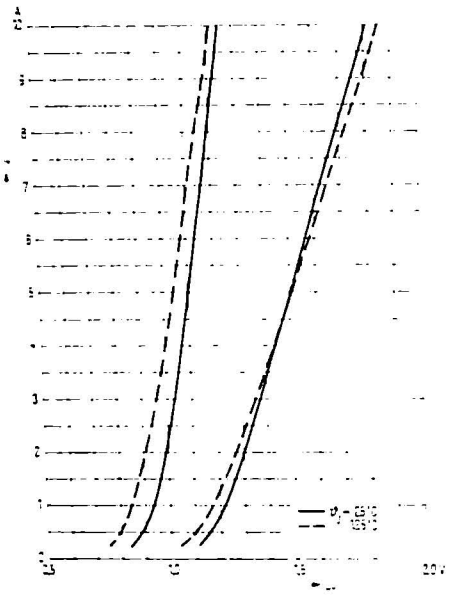
BSt R 15



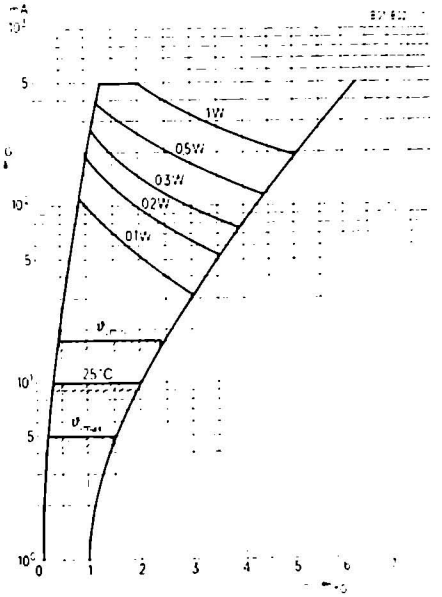
BSt P 45
BSt P 46

Typische Kurven am Beispiel des Silizium-Thyristors BSt B01

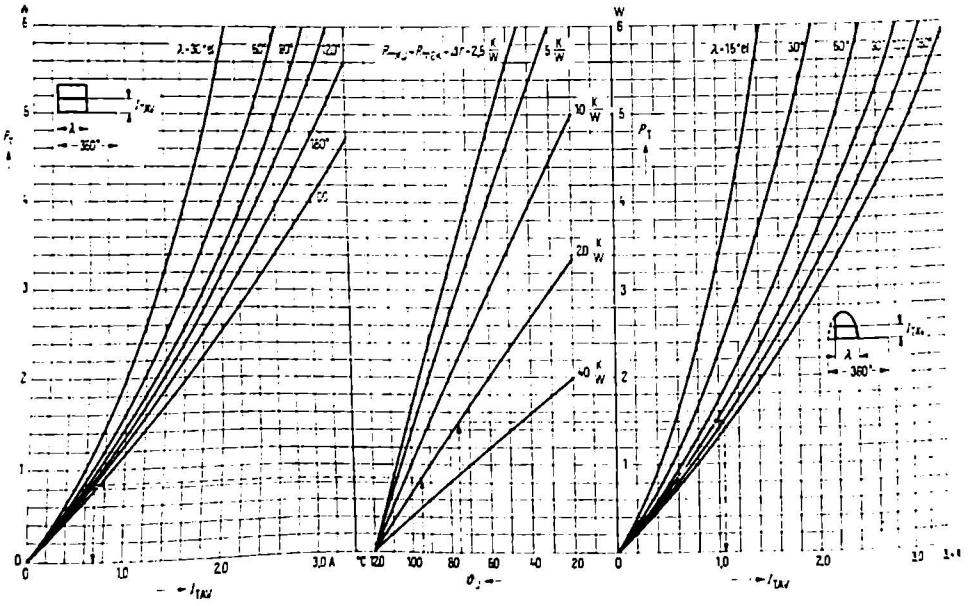
Durchlaßkennlinien (Streubereiche)



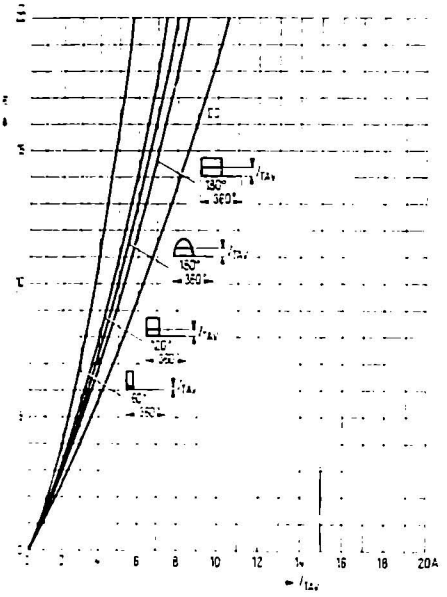
Eingangskennlinien,
Zündbereiche und Kurven konstanter Verlustleistung



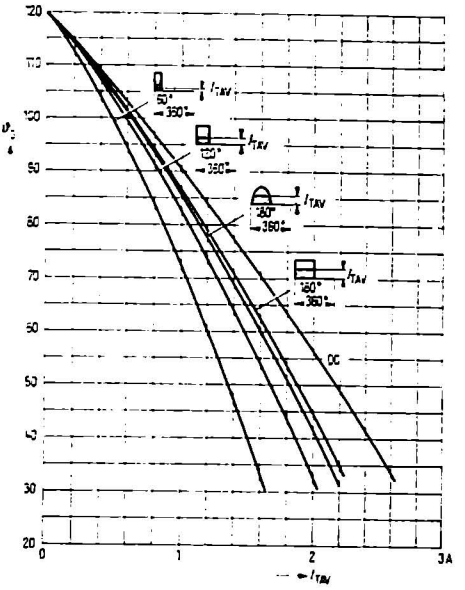
Durchlaßverlustkennlinien, Diagramm zur Ermittlung von Grenzgleichströmen für unterschiedliche Kühlbedingungen, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



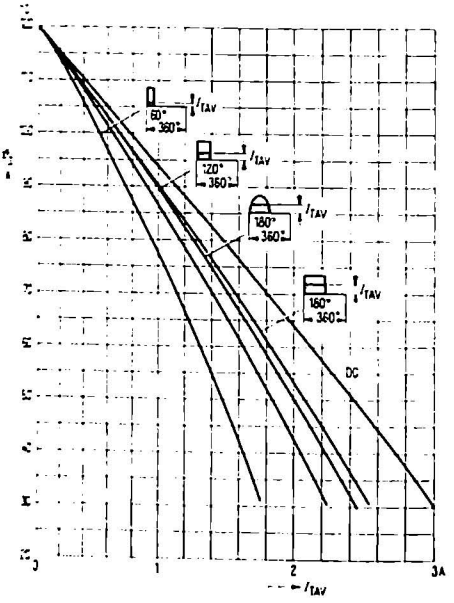
Durchlaßverlustkennlinien (Überstrombereich)
40 bis 60 Hz Netzbetrieb



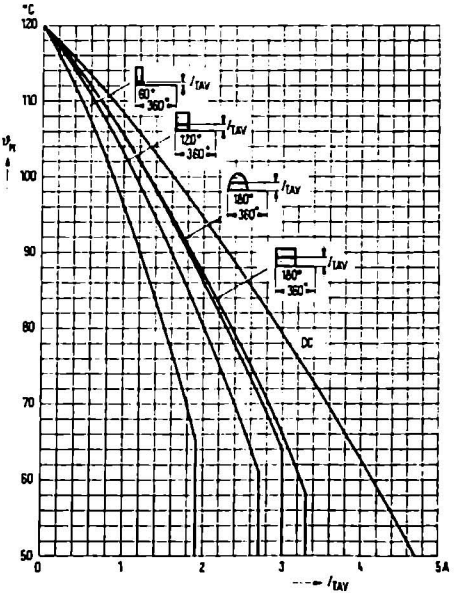
Zulässige Gehäusetemperatur – BSt B 01
in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom,
40 bis 60 Hz Netzbetrieb



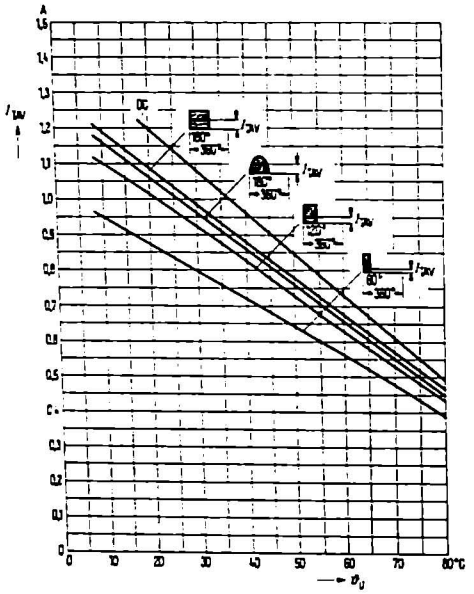
Zulässige Meßstellentemperatur – BSt B 02
in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom
40 bis 60 Hz Netzbetrieb



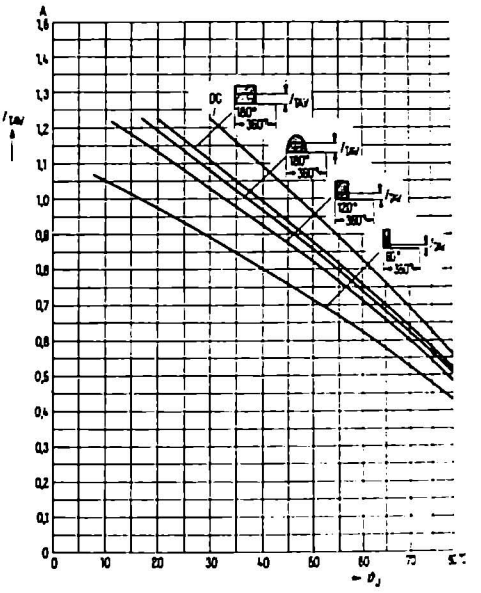
Zulässige Gehäusetemperatur – BSt B 02
in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom,
40 bis 60 Hz Netzbetrieb



Grenzgleichströme – BSt B02
in Abhängigkeit von Kühllufttemperatur
in gedruckter Schaltung, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb



Grenzgleichströme – BSt B01
in Abhängigkeit von Kühllufttemperatur
freier Aufbau, 40 bis 60 Hz Netzbetrieb

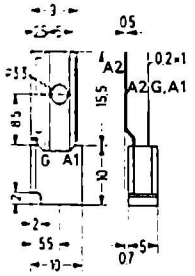


Triacs

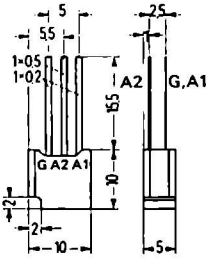
Typ	Periodische Spitzensperrspannung $U_{DRM} \triangleq U_{RRM}$ (V)	Grenzeffektivstrom I_{TRMS} bei ϑ_C (A) (°C)	Stoßstromgrenzwert I_{TSM} (Sinus-Vollwelle 50 Hz) (A)	Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ bei ϑ_j = 25 °C, 10 ms (A²/s)	Höchste zul. Sperrschichttemperatur ϑ_j (°C)	Wärmewiderstand R_{thJC} (K/W)	Kritische Spannungssteilheit S_{ukrit} (V/µs)	Kritische Stromsteilheit S_{ikrit} (A/µs)
TX C 01	100...600	6/80	50	12,5	120	4,5	50	20
TX C 03	100...600	1/96	45	10	120	25	50	20
TX C 02	100...600	3/78	45	10	120	12	50	20
TX D 99	200...600	10/75	90	45	100	1,9	20	10
TX D 98	200...600	15/80	90	45	115	1,75	20	10
TX E 99	200...600	25/80	230	265	115	1,19	100	10

Diacs

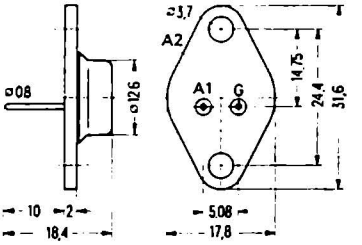
Typ	Durchbruchspannung (symmetrisch) (V)	Durchbruchstrom I_{BrF} I_{BrR} (mA)	Maximaler Spitzenstrom (A)	Mittlere Verlustleistung (mW)	Lagertemperatur (°C)	Temperaturkoeffizient (%/°C)	Rücklauf spannung ΔU (symmetrisch) (V)
A 9903	32 ± 4	0,4 typ. 1,0 max.	1	150	−50... + 150	0,1	8 typ.



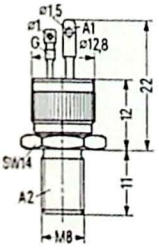
TX C 02



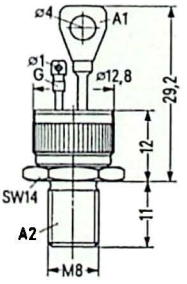
TX C 03



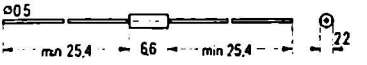
TX C 01



TX D 98
TX D 99



TX E 99



A 99 03

Metallpapier-Kondensatoren

7. Metallpapier-Kondensatoren
(MP- und MKV-Kondensatoren)

7.1. Typenübersicht, Begriffsbestimmungen

Bezeichnung	Bemerkung	Gehäuseform
Metallpapier-Kondensatoren Bau- und Einsatzarten	Begriffbestimmungen	
MP-Gleichspannungs-kondensatoren für die Nachrichtentechnik	Allgemeine techn. Angaben	—
Koppelkondensatoren	—	dichtgebördelter Kleinbecher Sikatrop
Koppel- und Glättungs-Kondensatoren	—	dichtgebördelter Rundbecher dichtgelöteter Rundbecher
Koppelkondensatoren	Kleinreihe Großreihe	dichtgelöteter Rechteckbecher
MP-Glättungs- und Hoch-spannungs-Kondensatoren	Allgemeine techn. Angaben	—
Glättungskondensatoren	—	dichtgelöteter Rundbecher
Stoßkondensatoren	einpoliger Anschluß zweipoliger Anschluß koaxialer Anschluß	dichtgelöteter Rundbecher
Motorbetriebs-kondensatoren	Allgemeine techn. Angaben	—
MKV-Motorbetriebs-Kondensatoren	mit VDE-Zeichen	dichtgebördelter Rundbecher
	—	dichtgebördelter Rundbecher
MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik	Allgemeine techn. Angaben	—
Bedämpfungs-kondensatoren	—	dichtgebördelter Rundbecher dichtgelöteter Rundbecher
Kommutierungs-kondensatoren	—	dichtgelöteter Rundbecher
Koppelkondensatoren	—	dichtgebördelter Kleinbecher dichtgelöteter Kleinbecher
Schwingkreis-kondensatoren	Allgemeine techn. Angaben	—
	— höchste Konstanz	dichtgelöteter Rundbecher dichtgelöteter Rundbecher
Kondensator-Befestigungen	Ringschellen für Rundbecher-Bauformen mit $\varnothing < 116$ mm	
	Laschenringe für Rundbecher-Bauformen mit $\varnothing > 116$ mm	

übliche Anwendungsklasse	Nennspannungs-bereich	DIN	VDE	Bauform-Nummer	
—	—	—	—	B 25009	Gleichspannung
—	—	41180	0560-1	B 25002	
HPFR FPCW	250 V···630 V	41189	0560-14 0560-14	B 25032 B 25300	
HPFR FPCW	250 V···1000 V	41197 41198	0560-14 0560-14	B 25040 B 25340	
FPCW FPCW	250 V···630 V	41191 41192	0560-14 0560-14	B 25211···214 B 25221···224	
—	—	—	0560-1	B 25004	
FSCW	1 kV...6,3 kV	41187	0560-11	B 25351	
FVC FVC KWF	0,5 kV···10 kV 0,5 kV···10 kV 12 kV···20 kV	— — —	0560-12 E 0560-12 E 0560-12 E	B 25352 B 25353 B 25359	
—	—	—	—	B 25003	Wechselspannung
HSFR	360 V...400 V	48501 48507	0560-8	B 25833	
HPFR	450 V	48501 48507	0560-8	B 25831	
—	—	—	—	B 25005	
HPFR HSCW	400 V···630 V 630 V···1500 V	— —	0560-12 E 0560-12 E	B 25834 B 25835	
HSCW	400 V···1900 V	—	0560-12 E	B 25838	
HSFR HSCW	300 V···500 V 300 V···500 V	— —	0560-12 E 0560-12 E	B 25839-A B 25839-J	
—	—	—	—	B 25006	
FPCW FPCV	125 V···250 V 125 V···250 V	— —	— —	B 25811 B 25812	
—	—	—	—	B 44031	
—	—	—	—	B 44032	

Metallpapier-Kondensatoren
Begriffsbestimmungen

Bauarten

MP: Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem Papier als Dielektrikum mit aufgedampften, ausbrennfähigen Metallschichten als Beläge. Die Anschlüsse sind über metallgespritzte Wickelstirnseiten induktivitätsarm und kontaktsicher mit den Belägen verbunden. (Verlustfaktor: ca. $5 \cdot 10^{-3}$ bei U_N und 50 Hz). MP-Kondensatoren werden vorzugsweise bei Gleichspannungen oder bei Wechselspannungen von 50 Hz eingesetzt.

MKV: Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägnierten Kunststoffolien als Dielektrikum und mit auf Papier aufgedampften, ausbrennfähigen Metallschichten als Beläge. Das Papier liegt im feldfreien Raum. Die Anschlüsse sind über metallgespritzte Wickelstirnseiten induktivitätsarm und kontaktsicher mit den Belägen verbunden. (Verlustfaktor $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ bei U_N und f_N). MKV-Kondensatoren sind für den Einsatz bei großen Blindleistungen, d.h. bei großen Kapazitäten oder grundsätzlich bei allen Anwendungen mit höheren Frequenzen geeignet.

Gleichspannungs-Kondensatoren sind für den Betrieb an Gleichspannungen geeignet und für besonders hohe Isolationsgüte bemessen. Sie sind für den Betrieb in Wechsel-spannungsnetzen gleicher Nennspannung nicht geeignet.

Wechselspannungs-Kondensatoren sind Kondensatoren, die für den Betrieb in Wechselspannungsnetzen geeignet und für die bei Wechselspannung auftretenden Verluste bemessen sind. Wechselspannungs-Kondensatoren dürfen auch an Gleichspannungen verwendet werden, deren Höhe den Effektivwert der Nennwechselspannung nicht übersteigt.

Einsatzarten

Kopplungs-Kondensatoren werden nach VDE 0560-2 für Nenngleichspannungen von 80 bis 1000 V und für Nennwechselspannungen von 42 bis 1000 V mit Nennleistungen kleiner als 0,5 kvar gebaut. Sie sind im Sinne dieser Bestimmung Kondensatoren erhöhter Sicherheit für Anwendungen, bei denen sie im Falle eines Versagens unmittelbar zu einem elektrischen Schlag führen können. Sie verbinden zum Zwecke der Nachrichtenübermittlung unter Spannung stehende Teile eines Gerätes mit berührbaren Metallteilen, die nicht durch eine weitere Schutzmaßnahme, wie Anschluß eines Schutzleiters oder Schutzisolierung, gesichert sind. Über VDE 0560-2 hinausgehend sollen auch solche Kondensatoren als Kopplungs-Kondensatoren verstanden werden, die Informationen zwischen zwei auf unterschiedlichem Potential liegenden Geräteteilen übermitteln und die nicht unmittelbar zu einem elektrischen Schlag führen können (z.B. Verbindungen zwischen Steuer- und Leistungselektronik). (Kopplungs-Kondensatoren für Starkstromanlagen mit Nennspannungen über 1000 V werden nach VDE 0560-3 ausgelegt.)

Leistungs-Kondensatoren nach VDE 0560-4 sind Wechselspannungs-Parallel-Kondensatoren über 0,5 kvar zum Verbessern des Leistungsfaktors ($\cos \varphi$), die für Starkstromanlagen mit Nennfrequenzen von $16^2/_3$ bis 100 Hz nach VDE 0100 „Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen unter 1000 V" bestimmt sind.

Kleine Starkstrom-Kondensatoren nach VDE 0560-5 sind Wechselspannungs-Kondensatoren kleiner Leistung, soweit sie nicht in den Teilbestimmungen für bestimmte Anwendungen (VDE 0560 Teil 2–12) beschrieben sind. Sie werden durch die folgenden Werte abgegrenzt:

Nennleistung bei 50 Hz	N	1,5 kvar
Kapazität	C	0,1 µF
Wechselspannung	$U\sim$	≤ 630 V
Grundfrequenz	f_0	≤ 120 Hz

Entladungslampen-Kondensatoren nach VDE 0560-6 sind Wechselspannungs-Kondensatoren in Entladungslampen-, insbesondere Leuchtstofflampenanlagen mit Kondensator-Nennleistungen bis 1,5 kvar. Sie dienen zur Verbesserung des Leistungsfaktors, zur Spannungserhöhung und zur Strombegrenzung.

Funk-Entstörkondensatoren nach VDE 0560-7 sind Gleich- oder Wechselspannungs-Kondensatoren bis 1000 V Nennspannung und dienen der Verringerung der Störungen des Funkempfanges, die durch elektrische Betriebsmittel erzeugt werden.

Motorbetriebs-Kondensatoren nach VDE 0560-8 sind Kondensatoren für Wechselspannungen bis 600 V und Nennfrequenzen bis 60 Hz zur Erzeugung einer Hilfsphase in einphasig angeschlossenen Induktionsmotoren. Sie sind dauernd mit der Hilfswicklung des Motors verbunden.

Ofen-Kondensatoren nach VDE 0560-9 sind Parallel- oder Reihenkondensatoren mit fester Kapazität zum Anschluß an Wechselspannungsanlagen mit Frequenzen von 40 Hz bis 24 kHz, insbesondere für Anlagen zur induktiven Wärmeerzeugung.

Glättungs-Kondensatoren nach VDE 0560-11 sind Kondensatoren zum Glätten pulsierender Gleichspannungen.

Bedämpfungs-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die parallel zu Halbleiterbauelementen geschaltet, an diesen unerwünschte Spannungsspitzen unterdrücken oder dämpfen. Nach VDE 0560 Teil 12 (E) werden diese Kondensatoren periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Kommutierungs-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die zur Löschung des leitenden Zustandes in einem Halbleiterelement dienen. Nach VDE 0560 Teil 12 (E) werden diese Kondensatoren periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Stütz-Kondensatoren sind Gleichspannungs-Kondensatoren die bei periodischem Spitzenstrombedarf kurzzeitig hohe Ströme abgeben können und so ein Netz unterstützen (z. B. in Wechselrichtern). Sie werden nach VDE 0560 Teil 12 (E) periodisch stoßartig auf- und entladen. Der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes ist wesentlich größer als der Effektivwert.

Stoß-Kondensatoren sind Gleichspannungs-Kondensatoren und dienen der Aufnahme oder Abgabe eines starken Stromstoßes. Sie werden nach VDE 0560 Teil 12 (E) vereinzelt aufgeladen und betriebsmäßig im Verhältnis zur Ladezeit kurzzeitig entladen bzw. umgekehrt.

Schwingkreis-Kondensatoren sind Wechselspannungs-Kondensatoren, die mit einer Induktivität zu einem Schwingkreis bestimmter Eigenfrequenz ergänzt werden, und dienen zur Selektion dieser Frequenzen in NF-Sendern oder -Empfängern.

7.2. MP-Gleichspannungs-Kondensatoren

für die Nachrichtentechnik

Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

Metallpapier-Gleichspannungs-Kondensatoren, kurz MP-Gleichspannungs-Kondensatoren genannt, besitzen die Eigenschaft, an Durchschlagstellen selbst zu heilen. Das Dielektrikum dieser MP-Kondensatoren besteht aus Papier, auf das im Vakuum Metallschichten als Beläge aufgedampft werden. Das Metallpapier wird zu Rundwickeln verarbeitet. Die Rundwickel werden im Metallspritzverfahren (Schoopen) stirnkontaktiert, in Metallbecher eingebaut und mit Hartwachs imprägniert. Hartwachsimprägnierte MP-Gleichspannungs-Kondensatoren sind auf die Erhaltung des Isolationswiderstandes abgestimmt, während ölimprägnierte Wechselspannungs-Kondensatoren auf die Vermeidung von Teilentladungen gezüchtet sind. MP-Gleichspannungs-Kondensatoren entsprechen den Vorschriften nach VDE 0560 Teil 1 und 14, der DIN 41180 sowie den Normblättern für die speziellen Bauformen.

2. Selbstheilung

Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft die Metallschicht in der Umgebung der Durchschlagstelle. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 µs. Da die Selbstheilenergie nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie (ca. 10 mWs) beträgt, ist der Spannungsabfall gering. Die Kapazität vermindert sich durch einen selbstheilenden Durchschlag um weniger als 100 pF.

Mit Rücksicht auf die Verwendung in impulsempfindlichen Schaltungen werden die Kondensatoren so bemessen, daß bei Belastung mit Dauergrenzspannung an der oberen Grenztemperatur im ersten Jahr weniger als 2 Selbstheilvorgänge auftreten. Später nimmt die Häufigkeit dieser Selbstheilvorgänge ab. MP-Kondensatoren mit dieser Eigenschaft werden nach den Bestimmungen von VDE 0560 Teil 14 und DIN 41180 als MPJ-Kondensatoren bezeichnet.

Das Ausheilen von MP-Kondensatoren ist nicht an die Einhaltung bestimmter Grenzbedingungen gebunden (nach DIN 41180 Betriebsspannung: mindestens 20 V, Energieinhalt: mindestens 2 µWs), da sie bei Spannungen unter 20 V elektrochemisch ausheilen.

3. Konstruktive Ausführung

3.1 Kontaktierung

Die großflächige Metallbeschoopung der Wickelstirnseiten und die Schweißung oder Lötung der Anschlußdrähte gewährleisten eine kontaktsichere Verbindung zwischen den Belägen und den Anschlußelementen. Außerdem wird der Kondensator dadurch induktivitäts- und dämpfungsarm.

3.2 Bauformen

Bei MP-Gleichspannungs-Kondensatoren werden die Kondensatorwickel grundsätzlich in Gehäuse eingebaut.

z. B. in Aluminiumbecher mit axialen Anschlußdrähten (Kartuschen)
in Keramikrohre mit radialen Anschlußfahnen (Sikatrop)
in Rundbecher mit Lötösen, Schraubanschlüssen oder Flachstecker
in Rechteckbecher mit Lötösen.

3.3. Abmessungen

Die Hauptabmessungen von MP-Kondensatoren sind als Nennmaße mit zugehörigen ± Toleranzen angegeben, Einzelheiten siehe spezielle Datenblätter.

4. Elektrische Eigenschaften

4.1 Kapazität

4.1.1. Nennkapazität

Der Bereich der bestellbaren Nennkapazitäten liegt je nach Bauform zwischen 0,05 µF und 100 µF.

Dem Kapazitätsspektrum der meisten Bauformen liegt die R 5- bzw. R 10-Reihe (nach DIN 323) zugrunde. Für künftige Neuentwicklungen werden wir die E 6- bzw. E 12-Reihe (nach IEC Publikation 63 und DIN 41311 3.71) bevorzugen.

4.1.2 Anlieferungstoleranz

Nennkapazität	Normaltoleranz	eingeengte Toleranz
≥ 1 µF	± 10%	auf Anfrage
< 1 µF	± 20%	

4.1.3 Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazitätsänderung im zulässigen Temperaturbereich (siehe Anwendungsklasse) verläuft nicht linear, ist aber reversibel. Bild 1 zeigt den charakteristischen Temperaturverlauf der wichtigsten MP-Gleichspannungs-Kondensatoren.

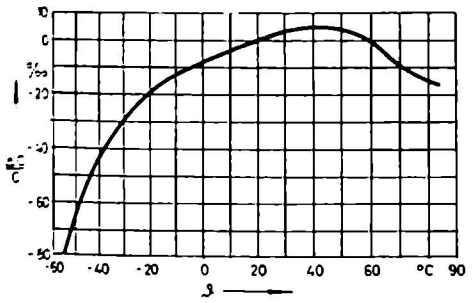


Bild 1

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ (gemessen bei 800 Hz)

4.1.4 Feuchteabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität dichtgelöteter Kondensatoren unterliegt nicht den Feuchteeinflüssen des Umgebungsklimas.

Auch dichtgebördelte Kondensatoren sind durch die organischen Abdichtungen und die Imprägnierung so gegen das Eindringen von Feuchte geschützt, daß während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer nach B 01051 Kapazitätsänderungen nicht nachweisbar sind.

4.1.5 Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Bei der Belastung von MP-Gleichspannungs-Kondensatoren mit der nach Absatz 4.2.3 zulässigen Wechselspannung, nimmt die Kapazität infolge der Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstanten des Papiers mit steigender Frequenz ab. Bild 2 zeigt den charakteristischen Frequenzverlauf der wichtigsten MP-Gleichspannungs-Kondensatoren.

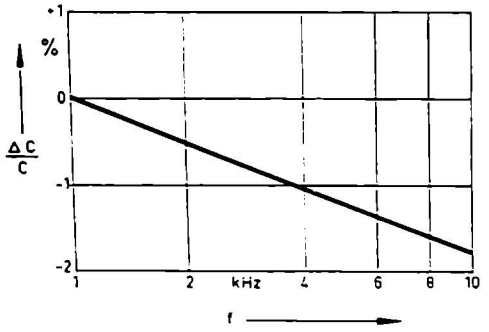


Bild 2

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Frequenz f

4.1.6 Zeitliche Inkonstanz der Kapazität

Neben den reversiblen Änderungen unterliegt die Kapazität auch irreversiblen Änderungen. Sie werden unter dem Begriff „zeitliche Inkonstanz" zusammengefaßt. Sie ist die Summe aller zeitabhängigen irreversiblen Änderungen der Kapazität während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer. Die Kapazitätsänderung wird in % vom Anlieferungswert angegeben. Die zeitliche Inkonstanz beträgt.

± 2% bei dichtgelöteten Kondensatoren

± 4% bei Kondensatoren mit organischem Abdichtungsmaterial (dichtgebördelte Kondensatoren)

Diese Werte gelten für Kondensatortemperaturen bis 70 °C. Bei Temperaturen von 70 °C bis 85 °C erhöht sich die Inkonstanz auf das 1,5fache.

4.2 Spannungs- und Strombelastung

4.2.1 Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N ist die Gleichspannung, nach der der Kondensator benannt ist. Sie bezieht sich auf eine Kondensator-Umgebungstemperatur von 40 °C und bildet die Grundlage für die Bemessung des Dielektrikums. (Definition nach DIN 41 180.)

Der Kondensator darf im Dauerbetrieb mit Spannungen bis zur Nennspannung innerhalb der zulässigen klimatischen Anwendungsklasse belastet werden, unter Beachtung folgender Grenzbedingungen (Absatz 4.2.2 und 4.2.3).

4.2.2 Dauergrenzspannung U_0 (Betrieb mit Gleichspannung)

Die Dauergrenzspannung U_0 ist die höchste Spannung, mit welcher der Kondensator dauernd betrieben werden darf. Sie ist von der Umgebungstemperatur abhängig. Bis zu einer Umgebungstemperatur von 40 °C ist U_0 gleich U_N. Bei höheren Umgebungstemperaturen ist U_0

kleiner als U_N. MP-Gleichspannungs-Kondensatoren dürfen bei entsprechender Spannungsminderung bis zu einer Umgebungstemperatur von +85 °C (siehe Bild 3) eingesetzt werden. (Definition nach DIN 41 180.)

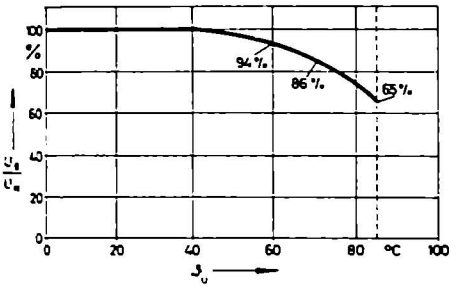


Bild 3

Relative Dauergrenzspannung U_g/U_N in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u

4.2.3 Zulässige Wechselspannungen U_{eff}

MP-Gleichspannungskondensatoren sind nicht geeignet für die Anwendung an technischen Wechselspannungsnetzen. Die Eigenschaft von speziellen Wechselspannungskondensatoren sind ab Seite 343 beschrieben. Die für MP-Gleichspannungskondensatoren zulässige Wechselspannung U_{eff} (rein oder überlagert) ist nach Bild 4 von der Frequenz f abhängig. Sie darf 200 V auf keinen Fall überschreiten. Der Scheitelwert einer Mischspannung darf die Dauergrenzspannung U_g nicht überschreiten.

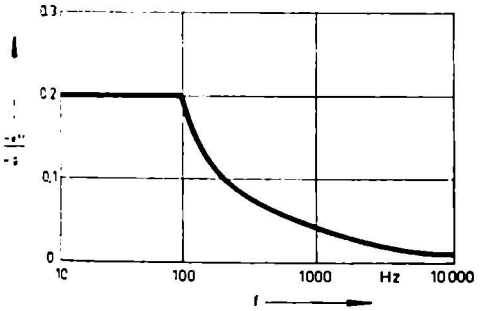


Bild 4

Relative Wechselspannung U_{eff}/U_g in Abhängigkeit von der Frequenz f (nach DIN 41 180)

4.2.4 Spitzenspannung U_S

Die Spitzenspannung U_S ist der höchste Scheitelwert der Spannung, die am Kondensator kurzzeitig und vereinzelt auftreten darf, z. B. bei Schaltvorgängen.

Für MP-Gleichspannungs-Kondensatoren sind nach DIN 41 180 folgende Spannungen zugelassen:

$1.25 \cdot U_g$ bis max. 2000 h	Dauerbetrieb
$1.5 \cdot U_g$ bis max. 1 min	vereinzelt
$2 \cdot U_g$ bis max. 1 s	vereinzelt
$2.5 \cdot U_g$ bis max. 1 ms	vereinzelt
$3 \cdot U_g$ bis max. 0,1 ms	vereinzelt

Diese Spannungen beeinflussen die Betriebszuverlässigkeit nicht, sofern die vorgenannten Werte eingehalten werden.

4.2.5 Stoßstromfestigkeit

Kondensatoren, deren Kapazität sich nicht unzulässig vermindert und deren Verlustfaktor nicht unzulässig steigt, wenn sie häufig mit Stromstößen beansprucht werden (in Impulsschaltungen), werden nach DIN 41180 als MPS-Kondensatoren bezeichnet. Alle Siemens-MP-Gleichspannungs-Kondensatoren sind in diesem Sinne stoßstromfest. Der kapazitätsspezifische Spitzenstrom Is/C entspricht der Spannungsflankensteilheit $\left(\frac{du}{dt}\right)$ max. $\leqslant$ 100 V/µs, (Richtwert).

4.2.6 Prüfung auf Spannungsfestigkeit durch den Anwender

Die Kondensatoren sind so gebaut, daß die in VDE 0560, Teil 11 und 14, bzw. DIN 41180 vorgeschriebenen Prüfungen ohne Minderung der Qualität einmal vom Anwender durchgeführt werden können:

Prüfung	Prüfgleichspannung	Prüfwechselspannung	Prüfdauer
Belag/Belag	$1{,}5 \cdot U_N$	—	2 s
Belag/Gehäuse	—	1,5 kV	2 s

4.3 Verlustfaktor

Der Verlustfaktor tan δ ist temperatur- und frequenzabhängig. Er nimmt mit steigender Frequenz zu und setzt sich zusammen aus den dielektrischen-, den Belags- und den Zuleitungsverlusten.

Nach DIN 41180 sind folgende Grenzwerte vorgeschrieben:

Nennkapazität	tan δ	Meßfrequenz
$\leqq$ 10 µF	$12 \cdot 10^{-3}$	1000 Hz
> 10 µF···32 µF	$7 \cdot 10^{-3}$	50 Hz
> 32 µF···64 µF	$8 \cdot 10^{-3}$	50 Hz

Siemens MP-Gleichspannungs-Kondensatoren erfüllen diese Forderungen.

4.4. Isolation

4.4.1 Selbstentladezeitkonstante

Die Isolation Belag gegen Belag wird nach DIN 41180 als Selbstentlade-Zeitkonstante $\tau = R_{is} \cdot C$ (gemessen in MΩ × µF = s) angegeben. Der Isolationswiderstand ist das Verhältnis der angelegten Gleichspannung zu dem nach einer festgelegten Zeit fließenden Strom. Der beim Anlegen einer konstanten Gleichspannung fließende Strom ist temperatur-, spannungs- und zeitabhängig. Er setzt sich zusammen aus dem Lade-, Nachlade- und Reststrom. (Definition nach VDE 0560 Teil 1 § 11.) Zur Ermittlung der Grenzwerte sind folgende Bedingungen

festgelegt. Der Strom wird 1 min. nach Anlegen der Meßspannung gemessen, und zwar bei (20 ± 1) °C und einer relativen Feuchte ≤ 65%. Die Spannung beträgt einheitlich 100 V.

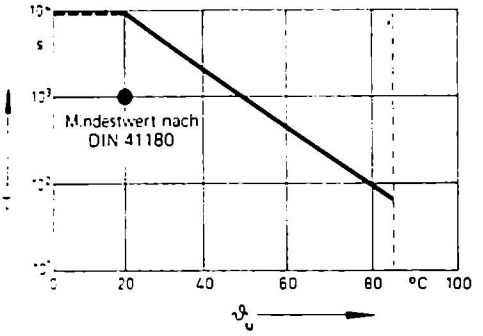


Bild 5

Selbstentlade-Zeitkonstante τ in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u

Mindestanlieferungswert: 2000 s (nach DIN 41180: 1000 s)

Mittlerer Anlieferungswert: 10000 s

4.4.2 Isolation Belag gegen Gehäuse

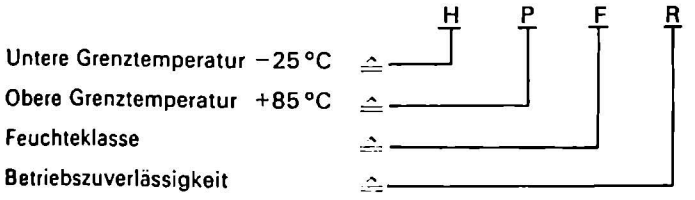
Bei zweipolig isoliert ausgeführten Kondensatoren beträgt der Mindestanlieferungswert des Isolationswiderstandes zwischen den kurzgeschlossenen Belägen und dem Gehäuse 12000 MΩ.

4.5 Eigeninduktivität

Die Eigeninduktivität (≈ 100 nH) eines MP-Gleichspannungs-Kondensators ergibt sich aus der Induktivität der Anschlüsse und des Wickels. Wegen der besonderen Art der Kontaktierung (großflächige Beschoopung, durch die alle Windungen erfaßt sind) ist die Eigeninduktivität besonders gering. Die Resonanzfrequenz liegt deshalb entsprechend hoch.

5. Anwendungsklasse (Klimatische Beanspruchung) nach DIN 40040, Entwurf 6.60

Beispiel für die Angabe einer Anwendungsklasse nach DIN 40 040:



Die einzelnen Kennbuchstaben haben folgende Bedeutung:

5.1 Zulässige Temperaturbeanspruchung

Die zulässige Temperaturbeanspruchung ist bauformabhängig. Folgende Grenztemperaturen (Umgebungstemperaturen) kommen vor:

Untere Grenztemperatur	1. Kennbuchstabe
−25 °C	H
−40 °C	G
−55 °C	F
Obere Grenztemperatur	**2. Kennbuchstabe**
+55 °C	V
+70 °C	S
+85 °C	P

5.2 Zulässige Feuchtebeanspruchung

Für MP-Gleichspannungs-Kondensatoren werden je nach Bauform folgende Feuchtebeanspruchungen zugelassen.

relative Luftfeuchte		Betauung	Feuchteklasse
Höchstwert	Jahresmittel		3. Kennbuchstabe
85% 60 Tage im Jahr 95% für weitere 30 Tage	≦ 75%	nein	F
100%	≦ 95%	ja	C

Die angegebenen Werte beziehen sich bei Feuchteklasse C auf den gesamten Temperaturbereich, bei Feuchteklasse F dagegen auf Bauelemente-Umgebungstemperaturen bis zu 35 °C. Bei höheren Temperaturen ermäßigt sich die relative Feuchte entsprechend DIN 40040, Anlage I.

Prüfung in feuchter Wärme

MP-Gleichspannungs-Kondensatoren erfüllen die DIN 40046, Blatt 5, Prüfung C und zwar:

Kondensatoren der Feuchteklasse C: Schärfegrad 4 (56-Tage-Test)
Kondensatoren der Feuchteklasse F: Schärfegrad 5 (21-Tage-Test)
Diese Prüfbedingungen entsprechen der internationalen Vorschrift IEC 68-2-3.

5.3 Betriebszuverlässigkeit

Die Betriebszuverlässigkeit ist die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Einheit (Anlage, Schaltung oder Bauelement) in einer Zeitspanne zuverlässig arbeitet. Sie ist gekennzeichnet durch die Betriebsbrauchbarkeitsdauer und den Ausfallsatz, der im Mittel nicht überschritten werden darf.

Weitere Begriffsbestimmungen und Erläuterungen zur Betriebszuverlässigkeit sind DIN 40040 und DIN 40041 zu entnehmen.

5.3.1 Betriebsbrauchbarkeitsdauer und Brauchbarkeitsdauer

Die Brauchbarkeitsdauer umfaßt neben der Betriebsbrauchbarkeitsdauer auch entsprechende Lager- und Betriebspausenzeiten, die in den Ausfallsätzen mit berücksichtigt sind.

Während der Lager- und Betriebspausenzeit darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische oder thermische Beanspruchung auftreten. Die Umgebungstemperatur soll im Mittel zwischen 0 und 25 °C, jedoch nicht unter der unteren Grenztemperatur und nicht über 70 °C liegen. Die Feuchtebeanspruchung soll diejenige der jeweiligen Anwendungsklasse nicht überschreiten, unter Beachtung der DIN 40040 Anlage 1.

In der folgenden Tabelle sind diejenigen Brauchbarkeitsdauern zusammengefaßt, die zur Zeit für unsere MP-Gleichspannungs-Kondensatoren verwendet werden. Endgültige Daten hierzu werden von den zuständigen Gremien derzeit erarbeitet.

4. Kennbuchstabe	Betriebsbrauch-barkeitsdauer	Lager- und Betriebs-Pausenzeiten	Gesamtbrauch-barkeitsdauer
R	30000 h	45000 h	8,6 Jahre
W	100000 h	20000 h	13,7 Jahre

5.3.2 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Summe aller innerhalb der Brauchbarkeitsdauer zu erwartenden prozentualen Ausfalle. Die in 5.3.1 angegebenen Kennbuchstaben gelten bei einem Ausfallsatz von 3%.

5.3.3 Ausfallkriterien

Vollausfall: Unterbrechung
Kurzschluß

Änderungsausfall:

Überschreitung der Grenzwerte für: Inkonstanz der Kapazität
Verlustfaktor tan δ
Isolationswiderstand R_{is}

Die Betriebsbrauchbarkeitsdauer und die Ausfallsätze werden in den einzelnen Bauformblättern genannt.

6. Schüttelfestigkeit

Die Schüttelfestigkeit von MP-Gleichspannungs-Kondensatoren entspricht DIN 40046, Blatt 8, Prüfung Fc, Teilprüfung B 1, bzw. IEC 68-2-6 mit folgenden Bedingungen:

Beanspruchungsdauer	6 h
Frequenzbereich	10 ··· 55 Hz
Auslenkung	0,75 mm
Diese Beanspruchung entspricht max.	10 g

6.1 Stoßprüfung

Nach DIN 40046 Blatt 7 und IEC 68-2-6 Prüfung: E

7. Höhensicherheit

7.1 Lagerfähigkeit bei Unterdruck

Kondensatoren der Klasse C: max. Höhe 20000 m $\triangleq$ 40 mbar
Kondensatoren der Klasse F: max. Höhe 8500 m $\triangleq$ 300 mbar

7.2 Betriebshöhensicherheit

Nach IEC 68-2-13 Prüfung: N und DIN 40046, Blatt 13 Prüfung M
Werte auf Anfrage

8. Mechanische Widerstandsfähigkeit der Anschlußelemente

Die Anschlußelemente erfüllen DIN 40046, Blatt 10, Ausgabe 68.

Zugfestigkeit der Anschlußelemente	Prüfung: Ua
Biegefestigkeit: der Anschlußelemente	Prüfung Ub (2 Biegungen in entgegengesetzter Richtung)
Verdrehfestigkeit axialer Anschlußdrähte	Prüfung: Uc Schärfegrad 2 (zwei Verdrehungen)
Verdrehfestigkeit von Gewindebolzen	Prüfung: Ud

MP-Gleichspannungs-Kondensatoren

DIN 41198, VDE 0560-14 – Anwendungsklasse: FPCW

Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem Papier als Dielektrikum mit aufgedampfter, ausbrennfähiger Metallschicht als Belag. Die Anschlußelemente sind über metallisierte Wickelstirnseiten induktivitätsarm und kontaktsicher mit den Belägen verbunden; in zylindrischem Metallgehäuse mit dicht eingelötetem Metalldeckel und Lötösen; Masseanschluß über Gewindezapfen.

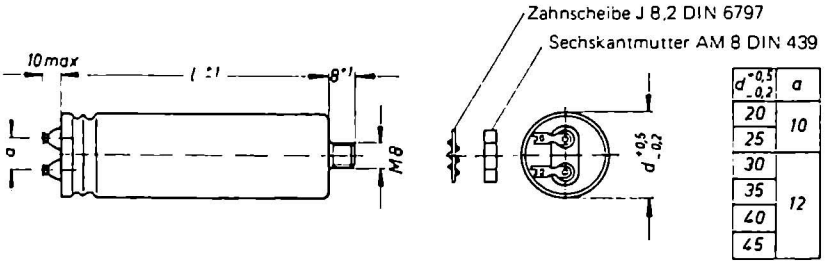
Anwendungsmöglichkeiten: Die Kondensatoren sind für erhöhte Anforderungen einsetzbar und entsprechen DIN 41198 Juni 1970. Sie erfüllen die DIN- bzw. VDE-Forderungen für MPJ-Kondensatoren (geeignet für impulsempfindliche Schaltungen) und für MPS-Kondensatoren (geeignet für häufige Stromstoß-Beanspruchungen). Darüber hinaus werden die Kriechstrecken nach VDE 0110/...70 Gruppe B/a eingehalten.

Temperaturbereich: −55 ··· + 85 °C

Feuchteklasse: C

Betriebszuverlässigkeit: 100000 h/3%

Allgemeine technische Angaben: nach DIN 41180, IEC 166 (Typ 1) und Datenblatt B 25002. Die Kondensatoren mit $U_N = 630$ V– und $U_N = 1000$ V– erfüllen zusätzlich die VDE-Bedingungen 0560-11.



Bezeichnungsbeispiel: B 25340-A 6405-K 1

Bauform — Kurzzeichen siehe Tabelle

Nennspannung (bezogen auf +40 °C)		250 V–	400 V–	630 V–	1000 V–
Nennkapazität		Abmessungen $d^{+0,5}_{-0,2} \times l \pm 1$/Gewicht (g) Kurzzeichen (für Entwicklungsstand, Spannung, Kapazität und Toleranz)			
µF	Toleranz				
0,1	± 20% ≙ M			20×48/31 -A6104-M	20×48/31 -A8104-M
0,5				20×48/31 -A6504-M	25×48/43 -A8504-M

Nennspannung (bezogen auf + 40 °C)		250 V–	400 V–	630 V–	1000 V–
Nennkapazität		Abmessungen $d^{+0,5}_{-0,2} \times l$ + 1/Gewicht (g) Kurzzeichen (für Entwicklungsstand, Spannung, Kapazität und Toleranz)			
µF	Toleranz				
1	± 10 % ≙ K		20×48/31 -A4105-K	25×48/43 -A6105-K	35×48/77 -A8105-K
2		20×48/31 -A2205-K	30×48/62 -A4205-K	30×48/62 -A6205-K	45×48/120 -A8205-K
				25×80/62 -A6205-K1	30×80/100 -A8205-K1
4		25×48/43 -A2405-K		40×48/100 -A6405-K	40×80/140 -A8405-K
		20×80/43 -A2405-K1	25×80/60 -A4405-K	30×80/100 -A6405-K1	
5				35×80/117 -A6505-K	
6		30×48/62 -A2605-K	45×48/120[1] -A4605-K	35×80/117 -A6605-K	
8		35×48/77 -A2805-K	35×80/117 -A4805-K	40×80/140 -A6805-K	40×148/250 -A8805-K
		25×80/60 -A2805-K1			
10		40×48/100 -A2106-K		45×80/180 -A6106-K	
12		40×48/100 -A2126-K			
				35×148/290 -A6126-K	
16		35×80/117 -A2166-K	45×80/180 -A4166-K	40×148/190 -A6166-K	
20		40×80/140 -A2206-K		45×148/250 -A6206-K	
32		45×80/165 -A2326-K	45×148/290 -A4326-K		
		35×148/190 -A2326-K1			
40		40×148/250 -A2406-K			
64		45×148/315 -A2646-K			

1) Durchmesser d um 5 mm größer als in DIN 41198.

7.3. Motor-Betriebskondensatoren

Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

Für den Einsatz als Motor-Betriebskondensatoren stellt Siemens Metallpapier-Kondensatoren her, deren Dielektrikum aus besonders verlustarmer Kunststoffolie besteht. Die Metallbeläge sind hier beidseitig auf ein elektrisch neutrales Trägerpapier aufgedampft.

Kurzbezeichnung: MKV-Motorkondensatoren

Das Metallpapier und die Dielektrikumsbänder werden zu Rundwickeln verarbeitet. Die Rundwickel werden im Metallspritzverfahren (Schoopen) stirnkontaktiert, in Metallbecher eingebaut und mit Mineralöl imprägniert. Ölimprägnierte Wechselspannungs-Kondensatoren sind auf die Vermeidung von Teilentladungen und auf Alterungsbeständigkeit gezüchtet. MKV-Kondensatoren zeichnen sich außerdem durch extrem niedrige Verluste aus.

2. Selbstheilung

MKV-Motorkondensatoren besitzen die Eigenschaft, an Durchschlagstellen selbst zu heilen. Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft die Metallschicht in der Umgebung der Durchschlagstelle. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 µs. Da die Selbstheilenergie (ca. 10 mWs) nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie beträgt, ist der Spannungsabfall gering. Die Kapazität vermindert sich durch einen selbstheilenden Durchschlag um weniger als 100 pF.

3. Konstruktive Ausführung

3.1 Kontaktierung

Die großflächige Metallbeschoopung der Wickelstirnseiten und die Schweißung oder Lötung der Anschlußdrähte gewährleisten eine kontaktsichere Verbindung zwischen den Belägen und den Anschlußelementen. Außerdem wird der Kondensator dadurch induktivitäts- und dämpfungsarm.

3.2 Bauformen

Bei MKV-Motorkondensatoren werden die Kondensatorwickel in Rundbecher mit Lötösen, Flachsteckern oder Kabeln als Anschlußelemente eingebaut.

3.3 Abmessungen

Die Hauptabmessungen von MKV-Motorkondensatoren sind als Nennmaße mit zugehörigen ± Toleranzen angegeben, Einzelheiten siehe spezielle Datenblätter.

4. Kenngrößen, Betriebseigenschaften und Prüfbedingungen

4.1 Kapazität

4.1.1 Nennkapazität

Der Bereich der bestellbaren Nennkapazitäten liegt je nach Bauform zwischen 0,1 µF und 100 µF. Das Kapazitätsspektrum entspricht DIN 48501, Entwurf September 71.

4.1.2 Anlieferungstoleranz

Nennkapazität	Normaltoleranz	eingeengte Toleranz
≥ 1 µF	± 10%	auf Anfrage
< 1 µF	± 20%	

4.1.3 Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazitätsänderung im zulässigen Temperaturbereich (siehe Anwendungsklasse) verläuft nicht linear, ist aber reversibel. Bild 1 zeigt den charakteristischen Temperaturverlauf der MKV-Motorkondensatoren.

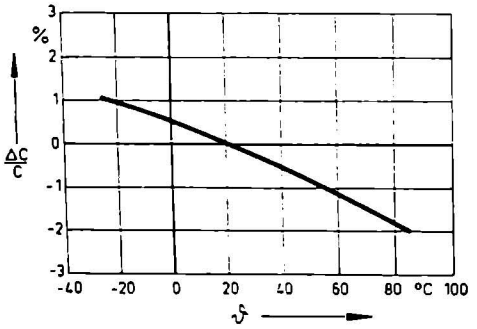


Bild 1

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ

Kennzeichnungsbuchstabe für den Temperaturkoeffizienten TKc der Kapazität (VDE 0560-8b/5.68) negativer TKc für MKV-Kondensatoren: b

4.1.4 Feuchteabhängigkeit der Kapazität

Dichtgebördelte Kondensatoren sind durch die organischen Abdichtungen und die Imprägnierung so gegen das Eindringen von Feuchte geschützt, daß während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer durch Feuchte bedingte Kapazitätsänderungen nicht nachweisbar sind.

4.1.5 Zeitliche Inkonstanz der Kapazität

Neben den reversiblen Änderungen unterliegt die Kapazität auch irreversiblen Änderungen. Sie werden unter dem Begriff „zeitliche Inkonstanz" zusammengefaßt. Sie ist die Summe aller zeitabhängigen irreversiblen Änderungen der Kapazität während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer. Die Kapazitätsänderung wird in % vom Anlieferungswert angegeben. Die Inkonstanz für Wechselspannungs-Kondensatoren beträgt: ± 3%.

4.2 Spannungs- und Strombelastung

4.2.1 Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N ist der Effektivwert der sinusförmigen Wechselspannung, nach der der Kondensator benannt ist. Sie bezieht sich auf die obere Grenztemperatur und bildet die Grundlage für die Bemessung des Dielektrikums.

Die Kondensatoren dürfen bei ihrer Nennbetriebsart (DB oder AB) und bei einer Kondensator-Temperatur bis zur oberen Grenztemperatur ϑ_{max} wie folgt belastet werden:

a) mit Wechselspannung von 1,1 facher Nennspannung

b) mit Wechselstrom vom 1,3 fachen des Stromes, der bei sinusförmiger Nennspannung und -frequenz durch den Kondensator fließt.

4.2.2 Betriebsspannung U_B und Spitzenspannung U_S

In Bild 2 ist die typische Abhängigkeit zwischen Betriebsbrauchbarkeitsdauer L und Betriebsspannung U_B dargestellt. Die Betriebsbrauchbarkeitsdauer ist hierbei die Summe aller Belastungszeiten.

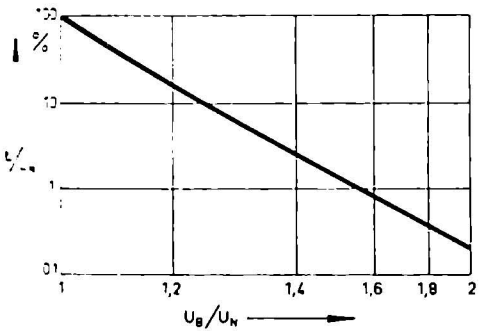


Bild 2

Relative Betriebsbrauchbarkeitsdauer L/L_N in Abhängigkeit von der relativen Betriebsspannung U_B/U_N

Die Spitzenspannung U_S ist der höchste Scheitelwert der Spannung, die am Kondensator kurzzeitig und vereinzelt auftreten darf, z. B. bei Schaltvorgängen. Belastungen mit Spitzenspannungen beeinflussen in entscheidender Weise die Brauchbarkeitsdauer eines Kondensators.

4.2.3 Überspannungsfestigkeit

Wegen ihrer Regenerierfähigkeit sind MKV-Motorkondensatoren in der Lage, Spannungsspitzen bis $3 \cdot U_N$, wie sie z. B. bei Schaltvorgängen auftreten, ohne unmittelbare Schäden zu überstehen.

4.2.4 Prüfung auf Spannungsfestigkeit

Prüfspannungen nach VDE 0560-8/5.67

Belag/Belag: $2{,}15 \cdot U_N$ / 50 Hz für DB
$1{,}4 \cdot U_N$ / 50 Hz für AB
} Dabei dürfen selbstheilende Durchschläge auftreten.

Belag/Gehäuse: 2,4 kV / 50 Hz

Die Prüfungen dürfen einmal vom Anwender wiederholt werden.

4.2.5 Stoßstromfestigkeit bzw. Spannungsflankensteilheit

Der kapazitätsspezifische Spitzenstrom I_S/C entspricht der Spannungsflankensteilheit $(du/dt)_{max}$. Richtwert für MKV-Motorkondensatoren < 10 V/µs

4.2.6 Gleichspannungsbelastbarkeit

Gleichspannungsbelastungen in Höhe des Scheitelwertes der Nennwechselspannung sind zugelassen. Höhere Spannungen auf Anfrage.

4.3 Verlustfaktor

Der Verlustfaktor tan δ ist spannungs-, temperatur- und frequenzabhängig. Er nimmt mit steigender Frequenz zu und setzt sich zusammen aus den Belags-, den Zuleitungs- und den dielektrischen Verlusten. Im Bild 3 ist der Verlustfaktor in Abhängigkeit von der Temperatur wiedergegeben, gemessen bei Nennspannung und 50 Hz. Der Verlustfaktor steigt demnach erst außerhalb des zulässigen Temperaturbereiches merklich an.

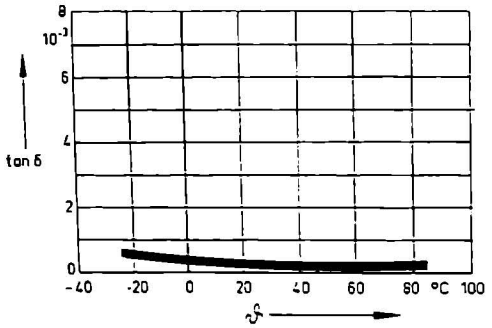


Bild 3

Verlustfaktor tan δ
in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ

In Bild 4 ist der Verlustfaktor in Abhängigkeit von der Spannung wiedergegeben, gemessen bei 50 Hz und Raumtemperatur. Dabei ist zu beachten, daß der Betrieb mit Spannungen $> 1{,}1 \cdot U_N$ die Lebenserwartung von Wechselspannungskondensatoren erheblich herabsetzt (siehe Absatz 4.2.2).

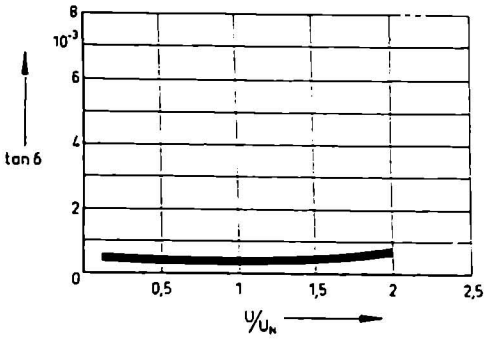


Bild 4

Verlustfaktor tan δ
in Abhängigkeit von der relativen Spannung U/U_N

Das Verhalten des Verlustfaktors bei höheren Frequenzen wird durch die obigen Angaben nicht wiedergegeben. Der MKV-Motorkondensator kann wegen seines niedrigen Verlustfaktors auch bei Sinusspannungen höherer Frequenz eingesetzt werden. Daten auf Anfrage.

4.4 Eigeninduktivität

Die Eigeninduktivität eines MKV-Motorkondensators ergibt sich aus der Induktivität der Anschlüsse und des Wickels. Wegen der besonderen Art der Kontaktierung (großflächige Beschoopung, durch die alle Windungen erfaßt sind) ist die Eigeninduktivität besonders gering (< 200 nH). Die Resonanzfrequenz liegt deshalb entsprechend hoch.

4.5 Eigen- und Fremderwärmung

Beim Betrieb von Wechselspannungs-Kondensatoren führt die erzeugte Verlustleistung zur Eigenerwärmung ($P_V = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan \delta$). Die dabei auftretenden Temperaturverhältnisse sind jedoch im voraus schwer erfaßbar (Einfluß der Umgebungstemperatur und der speziellen Kühlverhältnisse; Strahlung und Wärmeleitung vom Motor her). In Zweifelsfällen muß sich deshalb der Kondensatoranwender durch eine Typenprüfung davon überzeugen, daß die Temperatur an der Oberfläche des Kondensators die angegebene obere Grenztemperatur nicht überschreitet.

Diese Typenprüfung muß folgende Gesichtspunkte berücksichtigen:

a) Sie muß im endgültigen bzw. serienmäßigen Geräteaufbau erfolgen, nicht aber in einem provisorischen Versuchsaufbau.

b) Die Temperaturmessung darf erst dann erfolgen, wenn sich das Wärmegleichgewicht eingestellt hat. Das kann unter Umständen erst nach Stunden der Fall sein.

4.6 Überlastungsschutz

MKV-Motorkondensatoren sind grundsätzlich mit einer sogenannten Überdruckabreißsicherung ausgerüstet, die bei unzulässiger elektrischer bzw. thermischer Belastung die Stromzuführung zum Kondensator unterbricht.

4.6.1 Abschaltsystem

Der Kondensatorwickel wird in dem Gehäuse durch die Wickel-Sicke und eine Halteschelbe festgehalten. An der Wickelunterseite ist der Abreißdraht (Teil der Sicherung) mit der Sollbruchstelle angelötet. Dieser Abreißdraht wird straff zu einer der beiden Durchführungen im Gehäusedeckel gespannt. Der Deckel selbst liegt auf der Deckelsicke. Beide Sicken sind als Faltensicken ausgeführt und ergeben bei ihrer Öffnung eine Verlängerung des Gehäuses von etwa 8 mm. Dadurch wird der Sicherungsdraht abgerissen und der Kondensatorwickel von der Stromquelle getrennt. Die Grundkonstruktion des Kondensatorgehäuses mit Abreißsicherung zeigt Bild 5.

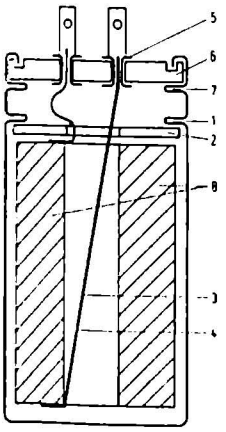


Bild 5

MP- und MKV-Motorkondensatoren
mit Überdruckabreißsicherung

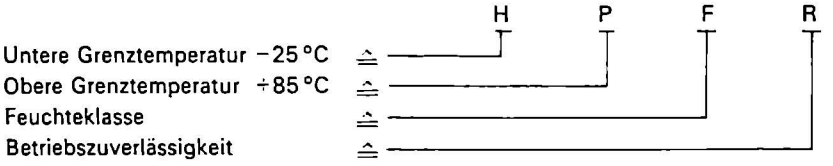
1 Wickelsicke
2 Halteschelbe
3 Abreißdraht
4 Sollbruchstelle
5 Durchführung
6 Gehäusedeckel
7 Deckelsicke
8 Wickel

4.6.2 Einbaurichtlinien

Da beim Ansprechen der Sicherung das Kondensatorgehäuse bis zu 8 mm länger wird, ist dieser Platz über dem Kondensator freizulassen. Es ist ferner zu berücksichtigen, daß dem Längen des Gehäuses keine größeren Kräfte als 2 kp entgegenwirken, z. B. durch zu starke und steife Anschlußleitungen.

4.7 Anwendungsklasse (Klimatische Beanspruchung nach DIN 40040, Vornorm 6.60)

Beispiel für die Angabe einer Anwendungsklasse nach DIN 40050:



4.7.1 Zulässige Temperaturbeanspruchung

Die zulässige Temperaturbeanspruchung ist bauformabhängig. Folgende Grenztemperaturen (Kondensatoroberflächentemperatur) kommen vor:

Untere Grenztemperatur	1. Kennbuchstabe
−25 °C	H

Obere Grenztemperatur	2. Kennbuchstabe
+ 60 °C	U
+ 70 °C	S
+ 85 °C	P

4.7.2 Zulässige Feuchtebeanspruchung

Für MKV-Motorkondensatoren wird folgende Feuchtebeanspruchung zugelassen:

relative Luftfeuchte		Betauung	Feuchteklasse
Höchstwert	Jahresmittel		3. Kennbuchstabe
85% 60 Tage im Jahr 95% für weitere 30 Tage	< 75%	nein	F

Die angegebenen Werte beziehen sich auf Bauelemente-Umgebungstemperaturen bis zu 35 °C. Bei höheren Temperaturen ermäßigt sich die relative Feuchte entsprechend DIN 40040, Anlage I.

4.7.3 Prüfung in feuchter Wärme

MKV-Motorkondensatoren erfüllen die Prüfung C nach DIN 40046, Blatt 5 und zwar:
Schärfegrad: 5 [(40 ± 2) °C (92 ± 3) % relative Feuchte 21 Tage]
Diese Prüfbedingungen entsprechen der internationalen Vorschrift IEC 68-2-3

4.8 Betriebszuverlässigkeit

Die Betriebszuverlässigkeit ist die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Einheit (Anlage, Schaltung oder Bauelement) in einer Zeitspanne zuverlässig arbeitet. Sie ist gekennzeichnet durch die Betriebsbrauchbarkeitsdauer und den Ausfallsatz, der im Mittel nicht überschritten werden darf. Weitere Begriffsbestimmungen und Erläuterungen zur Betriebszuverlässigkeit sind DIN 40040 und DIN 40041 zu entnehmen.

4.8.1 Betriebsbrauchbarkeitsdauer und Brauchbarkeitsdauer

Die Brauchbarkeitsdauer umfaßt neben der Betriebsbrauchbarkeitsdauer auch entsprechende Lager- und Betriebspausenzeiten, die in den Ausfallsätzen mitberücksichtigt sind.

Während der Lager- und Betriebspausenzeit darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische oder thermische Beanspruchung auftreten. Die Umgebungstemperatur soll im Mittel zwischen 0 und 25 °C, jedoch nicht unter der unteren Grenztemperatur und nicht über 70 °C liegen. Die Feuchtebeanspruchung soll die Werte der Feuchteklasse F nicht überschreiten, unter Beachtung der DIN 40040, Anlage I.

In der folgenden Tabelle sind diejenigen Brauchbarkeitsdauern zusammengefaßt, die für unsere MKV-Motorkondensatoren verwendet werden.

4. Kennbuchstabe	Betriebsbrauch-barkeitsdauer	Lager- und Betriebs-Pausenzeiten	Gesamtbrauchbar-keitsdauer
A[1])	1000 h	45000 h	6 Jahre
H	3000 h		
M	10000 h		
R	30000 h		8,6 Jahre

4.8.2 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Summe aller innerhalb der Brauchbarkeitsdauer zu erwartenden prozentualen Ausfälle. Bei MKV-Motorkondensatoren ist mit 3% zu rechnen.

4.8.3 Ausfallkriterien

Totalausfall:	Unterbrechung Kurzschluß
Änderungsausfall:	(nach VDE 0560, Teil 8)
Überschreitung der Grenzwerte für:	Inkonstanz der Kapazität Verlustfaktor tan δ

Die Betriebsbrauchbarkeitsdauer und die Ausfallsätze werden in den einzelnen Bauformblättern genannt.

1) nach VDE 0560, Teil 8

4.9 Mechanische Beanspruchbarkeit

4.9.1 Schüttelfestigkeit

Die Schüttelfestigkeit von MKV-Motorkondensatoren entspricht DIN 40046, Blatt 8, Prüfung F_C, Teilprüfung B1, bzw. IEC 68-2-6 mit folgenden Bedingungen:

Beanspruchungsdauer	6 h
Frequenzbereich	10···55 Hz
Auslenkung	0,75 mm
Diese Beanspruchung entspricht max.	98,1 m/s² bzw. 10 g

Unabhängig davon empfehlen wir, die Kondensatoren bei stark schwingenden Anlagen nicht an Stellen max. Schwingamplitude einzusetzen.

4.9.2 Stoßprüfung

Nach DIN 40046, Blatt 7 und IEC 68-2-6, Prüfung: E

4.10 Höhensicherheit

Lagerfähigkeit bei Unterdruck: max. Höhe: 8500 m ≙ 300 mbr

Betriebshöhensicherheit: Werte auf Anfrage

5. Betriebsarten

Die in den Datenblättern angegebenen Spannungen sind sogenannten Betriebsarten zugeordnet. Nennbetriebsarten nach VDE 0560, Teil 8 § 15 sind:

5.1 Dauerbetrieb (DB)

Die Einschaltdauer ist so lang, daß der Beharrungszustand der Kondensator-Temperatur erreicht und über längere Zeit gehalten wird.

5.2 Aussetzbetrieb (AB)

Die Einschaltdauern wechseln, vorwiegend in regelmäßiger Folge, mit Pausen ab in denen der Kondensator spannungslos ist. Die Pausen können so kurz sein, daß der Kondensator sich nicht auf die Temperatur des umgebenden Kühlmittels abkühlt.

5.3 Spieldauer (SD)

Die Spieldauer ist bei Aussetzbetrieb die Summe aus Einschaltdauer und spannungsloser Pause.

5.4 Relative Einschaltdauer (ED)

Die relative Einschaltdauer ist das Verhältnis Einschaltdauer zur Spieldauer. Sie wird in % der Spieldauer angegeben.

Beispiel: AB 20% ED, SD 10 h bedeutet einen Aussetzbetrieb mit einer Spieldauer von 10 Stunden, wobei der Kondensator jeweils 2 Stunden an Spannung liegt und 8 Stunden Pause hat.

5.5 Kurzbetrieb (KB)

Bei Kurzbetrieb ist die Einschaltdauer so kurz, daß der Beharrungszustand der Kondensator-Temperatur nicht erreicht wird. Die Pause, in welcher der Kondensator nicht an Spannung liegt, ist so lang, daß er sich praktisch auf die Temperatur des Kühlmittels abkühlt.

6. Anwendungshinweis

6.1 Allgemeines

Selbstanlauf und Dauerbetrieb von Induktionsmotoren mit 2- oder 3phasiger Wicklung und mit Kurzschlußläufer können bei Anschluß an Einphasenwechselspannung mittels Motorkondensatoren erzielt werden. Die für diese Betriebsart eingerichteten Motoren werden als Kondensatormotoren bezeichnet. Bei Motorkondensatoren muß zwischen Anlaß- und Betriebskondensatoren unterschieden werden.

6.2 Anlaßkondensatoren

Anlaßkondensatoren dienen nur zum Anlassen, d. h. zum selbsttätigen Hochlaufen der Motoren. Sie bewirken über eine entsprechend bemessene Hilfsphasenwicklung ein verhältnismäßig großes Anzugsmoment, das im allgemeinen das 2,5fache des Nennmomentes beträgt. Anlaßkondensatoren sind jedoch nur für den kurzzeitigen Anlaßbetrieb dimensioniert und müssen nach erfolgtem Hochlauf des Motors durch ein selbsttätig arbeitendes Schaltelement vom Netz getrennt werden. Die am Kondensator auftretende Spannung liegt je nach Bemessung der Motorenwicklung meist erheblich über der Nennspannung.

6.3 Betriebskondensatoren

Betriebskondensatoren bleiben dagegen außer für den Anlaßvorgang auch für den weiteren Betrieb des Motors in die Hilfsphase eingeschaltet. Sie sind daher für Dauerbetrieb (DB) oder Aussetzbetrieb (AB) dimensioniert.

6.4 Einsatzmöglichkeiten

z. B. bei Einphasenmotoren mit zweiphasiger Wickelanordnung

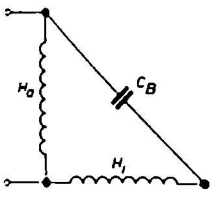


Bild 6

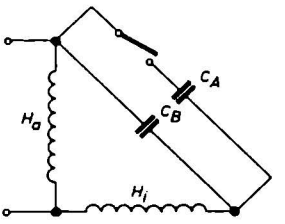


Bild 7

H_a = Hauptphase
H_i = Hilfsphase
C_A = Anlaßkondensator
C_B = Betriebskondensator

z.B. bei Drehstrommotoren mit dreiphasiger Wicklungsanordnung, für den Betrieb an Einphasennetzen (Lichtnetz).

Y-Schaltung

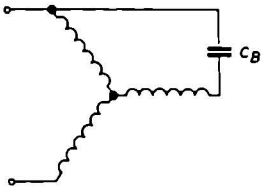


Bild 8

Drehstrommotor
125 Vλ/220 VY
in Stern-Schaltung
am 220-V-Einphasennetz

λ-Schaltung

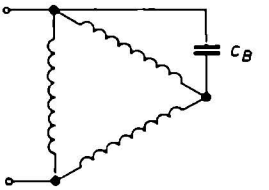


Bild 9

Drehstrommotor
220 Vλ/380 VY
in Dreieck-Schaltung
an 220-V-Einphasennetz

aufgelöste Y-Schaltung

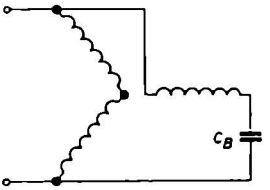


Bild 10

Drehstrommotor
125 VΔ/220 VY
in aufgelöster-Stern-Schaltung
am 220-V-Einphasennetz

MKV-Motor-Betriebskondensatoren

mit VDE-Zeichen – für 400 V; 50 Hz DB

Aufbau:

Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem, verlustarmem Kunststoff-Dielektrikum und Metallpapier-Elektroden.

Gehäuse: Die Wickel sind in zylindrische Metallgehäuse eingebaut und mit Formstoffdeckel und Gummiring abgedichtet.

Anschlüsse: Die Anschlußelemente sind kontaktsicher mit den metallisierten Wickelstirnseiten verbunden. Die Bauformen werden mit vier verschiedenen Anschlußarten geliefert (siehe Maßbilder). Bei den Bauformen -K2 und -K3 sind die Kunststoffschlauchleitungen am Kondensator gegen Spritz- und Kondenswasser geschützt sowie berührungssicher mit Gießharz umgossen. (Schutzart JP 55 nach DIN 40050, Blatt 1.)

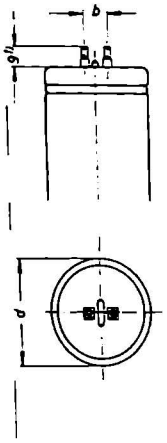
Erdung und Befestigung: Der Gewindebolzen dient zur Erdung gemäß VDE-0100 (Erdungskennzeichen nach DIN 40011, Blatt 1). Er darf bei Schüttelbeanspruchung bis 5 g auch zur Befestigung des Kondensators benutzt werden.

Überlastungsschutz und Montagerichtlinien: Die Kondensatoren sind mit einer Überdruckabreißsicherung versehen, die bei unzulässiger elektrischer bzw. thermischer Belastung des Kondensators die Stromzuführung unterbricht. Beim Ansprechen dieser Sicherung wird das Kondensatorgehäuse bis zu 8 mm länger. Dieser Platz ist über dem Kondensator freizulassen.

Allgemeine technische Angaben: nach DIN 48 501, DIN 48 507; IEC 262 und Seite 343.

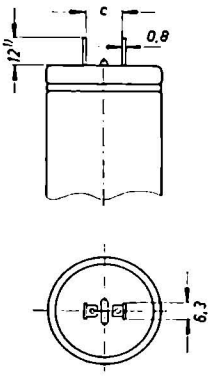
B 25•••-••••••-K

mit Lötösen



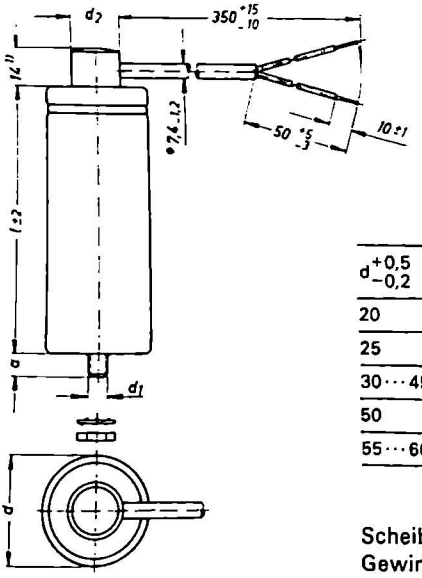
B 25•••-••••••-K 1

mit Flachsteckern nach DIN 46 244



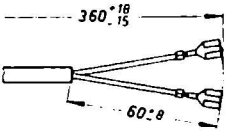
B 25•••-••••••-K 2

Mit Kunststoffschlauchleitungen
NYMHY 2×0,75
nach DIN 47718 und verzinnten Lötenden.



B 25•••-••••••-K 3

und Steckhülsen 6,3 DIN 46247



$d^{+0,5}_{-0,2}$	Montage-bohrung	d_1	a	b	c	d_2	Zahn-scheibe	Sechskant-mutter
20	9,5	M8	8	7	–	–	J 8,2 DIN 6797	AM 8 DIN 439
25				10	5,6	21		
30···45					14	24	J 12,5 DIN 6797	AM 12 DIN 936
50	14	M12	12					
55···60				15	10	30		

Scheiben und Muttern werden lose mitgeliefert
Gewindezapfen: max. Drehmoment 40 cm · kp bei MB und 100 cm · kp bei M 12

[1]) Maximalmaß

Betriebsart[1])		Anwendungs-klasse	Multirated-Spannung U_N/V, 50 Hz
DB	30000 h 85 °C	HPFR	400
DB	10000 h 85 °C	HPFM	450
AB 25% ED SD 4 h	3000 h 70 °C	HSFH	500[3])

Nennkapazität µF	Toleranz	Abmessungen: d×l mm	Isolationsgruppe[2]) Lötösen	Flachstecker	Bestellbezeichnung
1	± 10% ≙ K	25×48[5])	A	B	B 25833-A4105-K•
		–	–	–	–
1,6		25×80[5])	A	B	B 25833-A4165-K•
		30×48	B	A	B 25833-J4165-K•
2		25×80[5])	A	B	B 25833-A4205-K•
		30×48	B	A	B 25833-J4205-K•
2,5		25×80[5])	A	B	B 25833-A4255-K•
		35×48	B	A	B 25833-J4255-K•
3		25×80[5])	A	B	B 25833-A4305-K•
		35×48	B	A	B 25833-J4305-K•[4])
4		30×80	B	A	B 25833-A4405-K•
		40×48	C	B	B 25833-J4405-K•
5		30×80	B	A	B 25833-A4505-K•[4])
		45×48	C	C	B 25833-K4505-K•[4])
6		35×80	B	A	B 25833-A4605-K•[4])
		45×48	C	C	B 25833-K4605-K•[4])
7		35×80	B	A	B 25833-A4705-K•
		50×48	C	C	B 25833-J4705-K•
8		40×80	C	B	B 25833-A4805-K•
		50×48	C	C	B 25833-J4805-K•
10		40×80	B	B	B 25833-A4106-K•
		–	–	–	–

*) An dieser Stelle ist die Kennziffer für die Anschlußart einzusetzen

[1]) Erläuterungen der Abkürzungen siehe Seite 350

[2]) Nach VDE 0110/···11.72

[3]) Zur VDE-Approbation eingereicht für C ≤ 20 µF

[4]) Mit SEV-Sicherheitszeichen für 400 V~ −25··· + 85 °C
(Kondensatoren mit einer Blindleistung ≥ 314 Var sind nicht zeichenpflichtig)

[5]) Für die Ausführung mit Flachstecker (B 25•••••••••K1) gilt die Maßskizze auf Seite 354 nicht.

Betriebsart[1])	Anwendungs-klasse	Multirated-Spannung U_N/V; 50 Hz
DB 30000 h 70 °C	HSFR	400
DB 10000 h 85 °C	HPFM	450
AB 25% ED SD 4 h 3000 h 70 °C	HSFH	500[3])

Nennkapazität µF	Toleranz	Abmessungen d×l mm	Isolationsgruppe[2]) Lötösen	Flachstecker	Bestellbezeichnung
12	± 10% ≙ K	45×80	C	C	B 25833-B4126-K•
		35×151	B	A	B 25833-J4126-K•
14		50×80	C	C	B 25833-A4146-K•
		35×151	B	A	B 25833-J4146-K•
16		50×80	C	C	B 25833-A4166-K•
		40×151	C	B	B 25833-J4166-K•
20		55×80	C	C	B 25833-A4206-K•
		40×151	C	B	B 25833-J4206-K•
25		60×80	C	C	B 25833-A4256-K•
		45×151	C	C	B 25833-K4256-K•
30		–	–	–	–
		50×151	C	C	B 25833-J4306-K•
40		–	–	–	–
		55×151	C	C	B 25833-J4406-K•
50		–	–	–	–
		60×151	C	C	B 25833-J4506-K•
75[4])		–	–	–	–
		60×230	C	–	B 25833-J4756-K•

•) An dieser Stelle ist die Kennziffer für die Anschlußart einzusetzen (siehe Maßbilder)
[1]) Erläuterungen der Abkürzungen siehe Seite 350
[2]) Nach VDE 0110/···11.72
[3]) Zur VDE-Approbation eingereicht für C ≤ 20 µF
[4]) Nur für 400 V, 50 Hz, DB, ohne VDE-Zeichen, Kondensatoroberflächentemperatur ϑ_{max} 60 °C

7.4. MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik

Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

Für den Einsatz in der Energie-Elektronik stellt Siemens eine Reihe von MKV-Kondensatoren her:

Kleine Koppelkondensatoren für die Impulstechnik in freitragender Ausführung (B 25839)

Bedämpfungskondensatoren in ein- u. zweipolig isolierter Ausführung (B 25834, B 25835)

Kommutierungskondensatoren für große Blindleistungen u. hohe Spitzenströme (B 25838)

Für diese Kondensatoren wird derzeit die VDE-Vorschrift 0560-12 ausgearbeitet. Soweit heute schon möglich, werden die darin vorkommenden Baurichtlinien und Prüfungsvorschriften berücksichtigt.

2. Bauart

Das Dielektrikum dieser Kondensatoren besteht aus besonders verlustarmer Kunststoffolie (Polypropylen). Die Metallbeläge sind beidseitig auf ein elektrisch neutrales Trägerpapier aufgedampft. Das Metallpapier und die Dielektrikumsständer werden zu Rundwickeln verarbeitet. Eine großflächige Metallbeschoopung der Wickelstirnseiten und die Schweißung bzw. Lötung der Anschlußdrahte garantiert eine kontaktsichere Verbindung zwischen den Belägen und den Anschlußelementen. Durch diese Maßnahme wird der Kondensator induktivitäts- und dampfungsarm.

Die Rundwickel werden in Metallbecher eingebaut und mit Mineralöl imprägniert. Solche Wechselspannungs-Kondensatoren sind auf die Vermeidung von Teilentladungen (Glimmstrecken) und auf Alterungsbeständigkeit gezüchtet.

3. Selbstheilung

MKV-Kondensatoren besitzen die Eigenschaft, an Durchschlagstellen selbst zu heilen. Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft die Metallschicht in der Umgebung der Durchschlagsstelle. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 µs. Da die Selbstheilenergie (ca. 10 mWs) nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie beträgt, ist der Spannungsabfall gering. Die Kapazität vermindert sich durch einen selbstheilenden Durchschlag um weniger als 100 pF.

4. Kapazität

4.1 Nennkapazität

Der Bereich der bestellbaren Nennkapazitäten liegt je nach Bauform zwischen 0,1 µF und 100 µF.

4.2 Anlieferungstoleranz

Nennkapazität	Normaltoleranz / Kennbuchstabe	Eingeengte Toleranz
≥ 1 µF	± 10% ≙ K	Auf Anfrage
< 1 µF	± 20% ≙ M	

4.3 Temperaturabhängigkeit der Kapazität (Temperaturkoeffizient TK_C)

Die Kapazitätsänderung im zulässigen Temperaturbereich (siehe Anwendungsklasse) verläuft nicht linear, ist aber reversibel. Bild 1 zeigt die charakteristische Temperaturabhängigkeit der Kapazität von MKV-Kondensatoren.

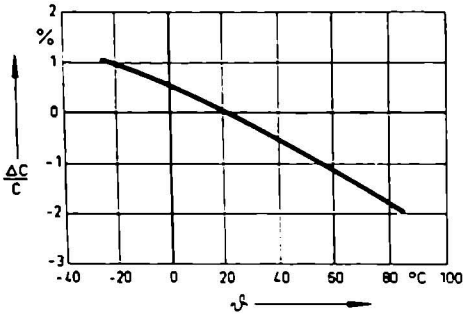


Bild 1

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ (Richtwerte)

4.4 Feuchteabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität dichtgelöteter Kondensatoren unterliegt nicht den Feuchteeinflüssen des Umgebungsklimas.

Dichtgebördelte Kondensatoren mit Gummi-Dichtung sind dadurch und durch die Imprägnierung des Kondensatorwickels so gegen Feuchte geschützt, daß während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer durch Feuchte bedingte Kapazitätsänderungen nicht nachweisbar sind.

4.5 Zeitliche Inkonstanz der Kapazität

Neben den reversiblen Änderungen unterliegt die Kapazität auch irreversiblen Änderungen. Sie werden unter dem Begriff „zeitliche Inkonstanz" als Summe aller zeitabhängigen irreversiblen Änderungen der Kapazität während der Gesamtbrauchbarkeitsdauer zusammengefaßt. Die Änderung wird in % vom Anlieferungswert angegeben. (Richtwert $\pm\frac{1}{3}$ %).

5. Spannungs und Strombelastung

5.1 Nennspannung und Nennfrequenz

Die Nennspannung (U_N) ist der Effektivwert der sinusförmigen Wechselspannung mit der Nennfrequenz (f_N), wonach die Reihe bemessen und benannt ist.

5.2 Scheitelspannung

Die Scheitelspannung (û) ist die maximale Spannungsamplitude bei periodischem Spannungsverlauf (Bild 2). Bei Belastung mit Gleichspannung stellt sie die Dauergrenzspannung dar. Sie ist somit ein Maß für die Spannungsfestigkeit des Kondensators, ohne jedoch die Belastungsgrenze bezüglich der thermischen Stabilität zu berücksichtigen.

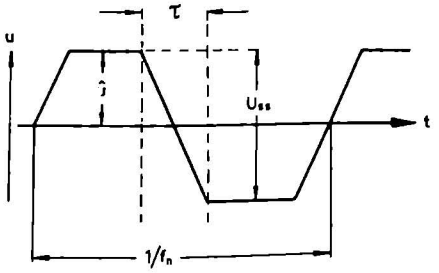


Bild 2

5.3 Spannungshub

Für die Anwendung als Kommutierungskondensatoren in Wechselrichtern ist der zulässige Spannungshub (U_{ss}) zusammen mit der Umladezeit (τ) ein Kriterium für die Belastbarkeit mit trapezförmiger Spannung.

5.4 Überspannungsfestigkeit

Im Störungsfall darf der Scheitelwert (u_{max}) der Spannung höchstens das Zweifache des Scheitelwertes ($\hat{u}$) der Nennspannung betragen. $u_{max} \leq 2\,\hat{u}$

5.5 Prüfung auf Spannungsfestigkeit

Die Kondensatoren sind so dimensioniert, daß die in den Datenblättern genannten Prüfungen mit 80% der dort angegebenen Werte wiederholt werden dürfen.

5.6 Stoßstromfestigkeit

Der kapazitätsspezifische Strom (i/C) entspricht der Spannungsänderung pro Zeiteinheit (du/dt).

Der Maximalwert $(du/dt)_{max}$ dieser Spannungsflankensteilheit wird bedingt durch die Spitzenstrombelastbarkeit der Stromwege. Die entsprechenden Werte sind den speziellen Datenblättern zu entnehmen.

5.7 Gleichstromspannungsbelastbarkeit

Gleichspannungen in Höhe des Scheitelwertes der Nennwechselspannung sind zugelassen. Höhere Spannungen auf Anfrage.

6. Verlustfaktor

Der Verlustfaktor (tan δ) ist spannungs-, temperatur- und frequenzabhängig. Er setzt sich zusammen aus den Belags-, den Zuleitungs- und dielektrischen Verlusten. Bild 3 zeigt die Temperatur- und Spannungsabhängigkeit des dielektrischen Verlustfaktors am Beispiel eines 25 µF-Kondensators der Ausführung B 25838-S 4256-K 6.

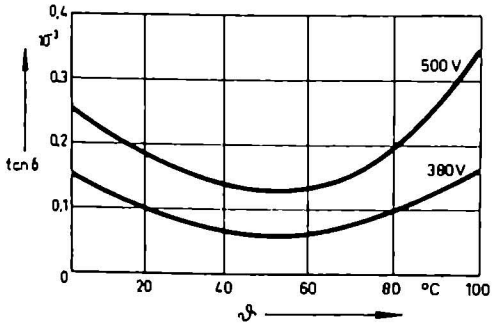


Bild 3

Verlustfaktor tan δ bei 50 Hz
in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ
und der Betriebsspannung U_B

Innerhalb der zugelassenen Betriebsarten (Betriebstemperatur $\vartheta < 85\,°C$, Betriebsspannung $U_B < 500$ V) bleibt der Verlustfaktor des MKV-Dielektrikums unterhalb $0{,}2 \cdot 10^{-3}$.

Die Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors des MKV-Dielektrikums ist gering. Bei der inneren Verdrahtung größerer Kondensatoreinheiten für Frequenzen > 50 Hz ergibt sich die Schwierigkeit, daß die Verluste in den Zuleitungen und Belägen für den Verlustfaktor bestimmend werden. Bild 4 zeigt Verlustfaktoren von verschiedenen Kondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz.

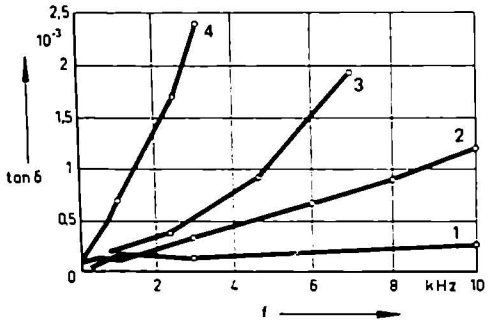


Bild 4

Frequenzgang des Verlustfaktors tan δ verschiedener MKV-Kondensatoren.

1 ≙ 0,1 µF/500 V;
16 mm ⌀×32 mm (B 25839-J 6104-M)
2 ≙ 4,7 µF/630 V;
50 mm ⌀×90 mm (B 25838-A 6475-K)
3 ≙ 22 µF/630 V,
83 mm ⌀×195 mm (B 25838-A 6226-K4)
4 ≙ 50 µF/400 V;
72 mm ⌀×170 mm (B 25838-S 4506-K4)

Kurve 1 betrifft einen Kondensator kleiner Kapazität (0,1 µF) und kleiner Belagbreite und gibt damit praktisch den MKV-Dielektrikums-Verlustfaktor wieder. Die Kurven 2 und 3 kennzeichnen eine speziell für niedrige Zuleitungsverluste ausgelegte Reihe größere Kapazitäten. Die 4. Kurve zeigt die Verluste in einem Kondensator mit nur geringer Verstärkung der Stromwege, so daß große Verluste in den Zuleitungen auftreten. Dieser Kondensator ist nur bei niedrigen Frequenzen (< 500 Hz) verwendbar.

7. Eigenerwärmung

Die im Anwendungsfall auftretende Verlustleistung führt zu einer unerwünschten, aber unvermeidbaren Eigenerwärmung. Um eine thermische Überlastung des Kondensators zu verhindern, muß im Einzelfall überprüft werden, ob die zulässigen Belastungsgrenzen durch die einsatzbedingte Blindleistung nicht überschritten werden.

7.1 Blindleistung

Die einsatzbedingte Blindleistung (N) eines Kondensators errechnet sich wie folgt:

a) bei Belastung mit sinusförmiger Wechselspannung:

$N = 2 \cdot \pi \cdot C \cdot U^2 \cdot f$

U = Effektivwert der Sinusspannung

f = Frequenz

C = Kapazität

b) bei Belastung mit nichtsinusförmiger Wechselspannung:

Jede sich periodisch ändernde Spannung $U\ (t)$ beliebiger Amplitudenform entsteht durch Superposition von Sinusspannungen, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache (ν) der Grundfrequenz f sind (Fourierzerlegung). Die Gesamtblindleistung ergibt sich dann als Summe der Blindleistungen der einzelnen Sinusspannungen.

$$N = 2 \cdot \pi \cdot C \sum_{\nu=1}^{\infty} U_\nu^2 f_\nu$$

$f_\nu = \nu \cdot f$ Frequenz der ν-ten Teilspannung

$U_\nu =$ Effektivwert der ν-ten Teilspannung

Die Fourierzerlegung muß für jeden Spannungsverlauf berechnet werden. Die so ermittelte Blindleistung (N) muß mit der für den jeweiligen Kondensator max. zulässigen Blindleistung verglichen werden. In den speziellen Datenblättern werden Angaben über die zulässige Belastung gemacht.

7.2 Maximalstrom

Durch die max. zulässige Blindleistung wird der zulässige Maximalstrom (I_{max}) in Abhängigkeit von Frequenz und Spannung bestimmt. Neben dieser „thermischen Grenze" für die Strombelastbarkeit ist noch eine weitere Stromgrenze zu beachten, die durch die Bemessung der Stromwege (Leitungsquerschnitte) gegeben ist.

7.3 Temperatur

Die Temperaturverhältnisse sind im voraus schwer erfaßbar (unterschiedliche Konvektionsverhältnisse, Strahlung und Wärmezufuhr von anderen Bauelementen). Deshalb muß sich der Kondensatoranwender durch eine Typenprüfung davon überzeugen, daß die Temperatur an der Oberfläche des Kondensators die angegebene obere Grenztemperatur nicht überschreitet.

Diese Typenprüfung muß folgende Gesichtspunkte berücksichtigen.

a) Sie muß im endgültigen bzw. serienmäßigen Geräteaufbau erfolgen, nicht aber in einem provisorischen Versuchsaufbau.

b) Die Temperaturmessung darf erst dann erfolgen, wenn sich das Wärmegleichgewicht eingestellt hat. Das kann unter Umständen erst nach Stunden der Fall sein.

7.3.1 Umgebungstemperatur ϑ_u

Bei Selbstkühlung wird der Kondensator durch natürliche Luftbewegung und Wärmeabstrahlung gekühlt. Die Umgebungstemperatur (ϑ_u) wird in 30 cm Entfernung und bei 2/3 Höhe des Kondensators gemessen. Die zulässige Belastung reduziert sich, wenn sich in der Umgebung des Kondensators andere Bauelemente befinden und zu seiner Erwärmung beitragen.

7.3.2 Obere Grenztemperatur ϑ_{max}

Die obere Grenztemperatur (ϑ_{max}) ist die Temperatur, die im ungünstigsten Falle an der wärmsten Stelle der Kondensatoroberfläche einschließlich der Eigenerwärmung bei Nennbelastung auftreten darf (Definition nach VDE 0560, Teil 1 § 12).

7.3.3 Unter Grenztemperatur: $\vartheta_{min} = -25°C$

8. Überlastungsschutz

MKV-Wechselspannungskondensatoren sind grundsätzlich mit einer sogenannten Überdruckabreißsicherung ausgerüstet, die dafür sorgt, daß der Kondensator, wenn er durch unzulässige Überlastung oder am Ende seiner Lebensdauer in einen kritischen Zustand kommt, nicht aufplatzt. Eine Überstromsicherung kann diese Aufgabe nicht erfüllen, da ein selbstheilender Kondensator keinen nennenswerten Überstrom führen kann. Dagegen läßt sich dieser Kondensatortyp durch den Innendruck, der durch das in vielen Selbstheilprozessen erzeugte Gas bewirkt wird, mit Hilfe einer Abreißsicherung abschalten.

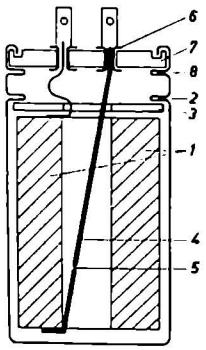
8.1 Abschaltsysteme

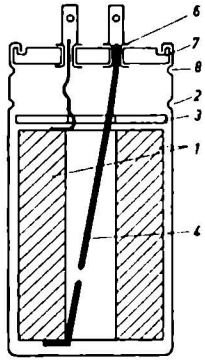
8.1.1 Kondensatoren im Aluminiumgehäuse

Der Kondensatorwickel (1) wird in dem Gehäuse durch die Wickelsicke (2) und eine Haltescheibe (3) festgehalten. An der Wickelunterseite ist der Abreißdraht (4, Teil der Sicherung) mit der Sollbruchstelle (5) angelötet. Dieser Abreißdraht wird straff zu einer der beiden Durchführungen (6) im Gehäusedeckel (7) gespannt. Der Deckel selbst liegt auf der Deckelsicke (8). Beide Sicken sind als Faltensicken ausgeführt und ergeben bei ihrem Auffalten eine Verlängerung des Gehäuses von etwa 8 mm. Dadurch wird der Sicherungsdraht abgerissen und der Kondensatorwickel von der Stromquelle getrennt. Die Grundkonstruktion des Kondensatorgehäuses mit Abreißsicherung zeigt Bild 5.

Bild 5

1 Kondensatorwickel
2 Wickelsicke
3 Haltescheibe
4 Abreißdraht
5 Sollbruchstelle
6 Durchführung
7 Gehäusedeckel
8 Deckelsicke



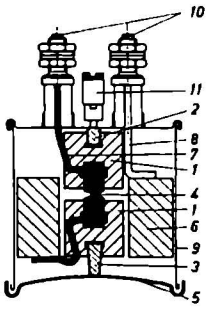


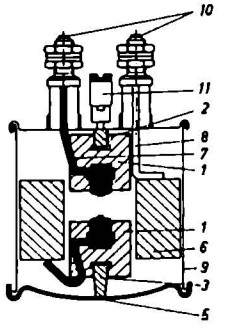
8.1.2 Kondensatoren im Stahlgehäuse

Außer der gezeigten Abreißsicherung für Aluminium-Becherkondensatoren wurde noch eine zweite Abreißsicherung für Kondensatoren mit effektiven Nennstromstärken > 25 A entwickelt. Die Überdruckabreißsicherung für Kondensatoren im Stahlgehäuse zeigt Bild 6. Die Funktion der Faltensicken übernimmt hierbei der als Arbeitsmembran ausgebildete Gehäuseboden, der sich beim Ansprechen nach außen durchwölbt.

Bild 6

1 Isolierende Spannvorrichtung
2
3 Oberes und unteres Spannband
4 Sollbruchstelle
5 Gehäuseboden (Arbeitsmembran)
6 Wickel
7 Gesicherte Zuleitung zum Wickel
8 Ungesicherte Zuleitung zum Wickel
9 Gehäuse
10 Anschluß, zweipolig
11 Gehäuseanschluß





8.1.3 Einbauvorschriften

Beim Einbau von Kondensatoren mit Überdruckabreißsicherung ist darauf zu achten, daß die elastischen Elemente der Sicherung nicht behindert werden.

Das bedeutet folgendes:

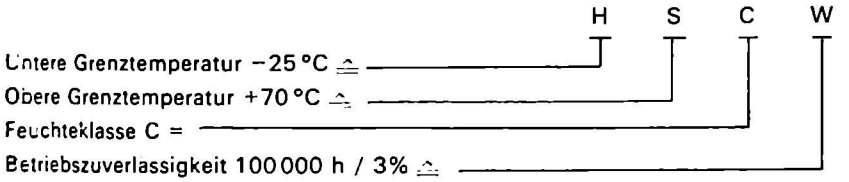
Die Anschlußleitungen müssen ausreichend elastisch sein. Der Ausdehnungsraum über den Anschlüssen von Kondensatoren im Aluminiumgehäuse muß genügend groß und der elastische Boden der Kondensatoren in Stahlgehäusen innerhalb der Bördelung frei beweglich sein. Die Faltensicken dürfen nicht durch Befestigungsschellen festgeklemmt werden. Bei Beachtung dieser Regeln bieten Siemens-MKV-Kondensatoren mit Überdruckabreißsicherungen ein Höchstmaß an Sicherheit bei allen Wechselspannungsanwendungen.

9. Eigeninduktivität

Die Eigeninduktivität eines MKV-Kondensators ergibt sich aus der Induktivität der Anschlüsse und des Wickels. Wegen der besonderen Art der Kontaktierung (großflächige Beschoopung, durch die alle Windungen erfaßt sind) ist die Eigeninduktivität besonders gering. Die Resonanzfrequenz liegt deshalb entsprechend hoch. Werte auf Anfrage.

10. Anwendungsklasse nach DIN 40 040 (Vornorm 6.60)

Beispiel:



10.1 Zulässige Temperaturbeanspruchung

Die Temperaturbeanspruchung ist abhängig von der Bauform, der Betriebsspannung und der erwarteten Lebensdauer.

Folgende Grenztemperaturen (Umgebungstemperaturen) kommen vor:

Untere Grenztemperatur	1. Kennbuchstabe
−25 °C	H
Obere Grenztemperatur	**2. Kennbuchstabe**
+50 °C	W
+60 °C	U
+70 °C	S
+85 °C	P

10.2 Zulässige Feuchtebeanspruchung

Je nach Bauform sind folgende Feuchtebeanspruchungen zulässig:

relative Luftfeuchte		Betauung	Feuchteklasse
Höchstwert	Jahresmittel		3. Kennbuchstabe
85% im allgemeinen 95% für 30 Tage	≤ 75%	nein	F
100%	> 80%	ja	C

Die angegebenen Werte beziehen sich bei Feuchteklasse C auf den gesamten Temperaturbereich, bei Feuchteklasse F dagegen auf Bauelemente-Umgebungstemperaturen bis zu 35 °C. Bei höheren Temperaturen ermäßigt sich die relative Feuchte entsprechend DIN 40040, Vornorm 6.60 Anlage 1.

10.3 Prüfung in feuchter Wärme

MKV-Wechselspannungskondensatoren erfüllen DIN 40046, Blatt 5, Prüfung C.

Kondensatoren der Feuchteklasse C
Schärfegrad 4 [(40 ± 2) °C (92 ± 3) % relative Feuchte 56 Tage]

Kondensatoren der Feuchteklasse F
Schärfegrad 5 [(40 ± 2) °C (92 ± 3) % relative Feuchte 21 Tage]

Diese Prüfbedingungen entsprechen der internationalen Vorschrift IEC 68-2-3

10.4 Betriebszuverlässigkeit

Die Betriebszuverlässigkeit ist die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Einheit (Anlage, Schaltung oder Bauelement) in einer Zeitspanne zuverlässig arbeitet. Sie ist gekennzeichnet durch die Betriebsbrauchkeitsdauer und den Ausfallsatz, der im Mittel nicht überschritten werden darf. Weitere Begriffsbestimmungen und Erläuterungen zur Betriebszuverlässigkeit sind DIN 40040, DIN 40041 zu entnehmen.

10.4.1 Brauchbarkeitsdauer

Die Brauchbarkeitsdauer umfaßt neben der Betriebsbrauchbarkeitsdauer auch entsprechende Lager- und Betriebspausenzeiten, die in den Ausfallsätzen mitberücksichtigt sind. Während der Lager- und Betriebspausenzeit darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische oder thermische Beanspruchung auftreten. Die Umgebungstemperatur soll im Mittel zwischen 0 und 25 °C, jedoch nicht unter der unteren Grenztemperatur und nicht über 70 °C liegen. Die Feuchtebeanspruchung soll diejenige der jeweiligen Anwendungsklasse nicht überschreiten, unter Beachtung der DIN 40040, Anlage 1. In der folgenden Tabelle sind die Brauchbarkeitsdauern zusammengefaßt, die zur Zeit für unsere MKV-Kondensatoren verwendet werden.

Betriebs-brauchbarkeitsdauer	Lager- und Betriebs-pausenzeiten	Gesamt-brauchbarkeitsdauer	4. Kennbuchstabe
3000 h	45000 h	6 Jahre	H
10000 h			M
30000 h		8,6 Jahre	R
100000 h		15 Jahre	W

10.4.2 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Summe aller innerhalb der Brauchbarkeitsdauer zu erwartenden prozentualen Ausfälle. Bei MKV-Kondensatoren ist im Normalfall mit 3% zu rechnen.

10.4.3 Ausfallkriterien

Totalausfall	Unterbrechung Kurzschluß
Änderungsausfall (Überschreitung der Grenzwerte)	Inkonstanz der Kapazität Verlustfaktor tan δ

11. Schüttelfestigkeit

Die Schüttelfestigkeit von MKV-Wechselspannungskondensatoren entspricht DIN 40046, Blatt 8, Prüfung F_C, Teilprüfung B 1, bzw. IEC 68-2-6 mit folgenden Bedingungen:

Beanspruchungsdauer:	6 h
Frequenzbereich	10···55 Hz
Auslenkung	0,75 mm
Diese Beanspruchung entspricht max.	98,1 m/s² bzw. 10 g

Stoßprüfung: Nach DIN 40046, Blatt 7 und IEC 68-2-6 Prüfung: E

12. Höhensicherheit

Lagerfähigkeit bei Unterdruck

Kondensatoren der Klasse C: max. Höhe 20000 m $\triangleq$ 40 mbar

Kondensatoren der Klasse F: max. Höhe 8500 m $\triangleq$ 300 mbar

Betriebshöhensicherheit

Nach IEC 68-2-13 Prüfung: N und DIN 40046, Blatt 13, Prüfung M. Werte auf Anfrage.

MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik

Kommutierungs-Kondensatoren – Allgemeines

Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem verlustarmen Kunststoffdielektrikum und Metallpapier-Elektroden. Dicht eingebaut in zylindrische Metallgehäuse.

Durch Verwendung einer verstärkten Stromführung werden die Verluste in den Zuleitungen und Belägen so niedrig gehalten, daß die thermische Stabilität bis zu den angegebenen Grenzwerten gewährleistet ist.

Anschlüsse: Verlustarme Keramikdurchführungen mit Lötösen oder Schraubanschlüssen.

Einsatzmöglichkeiten: z.B. als Kommutierungs-Kondensator in Hochleistungs-Wechselrichtern, in Anlagen zur Kompensation von Blindstromverbrauchern und als Schwingkreiskondensator in Anlagen zur induktiven Wärmeerzeugung (Ofenkondensatoren).

Überlastungsschutz: Die Kondensatoren besitzen eine Überdruckabreißsicherung, die bei unzulässiger elektrischer bzw. thermischer Belastung die Stromzuführung unterbricht.

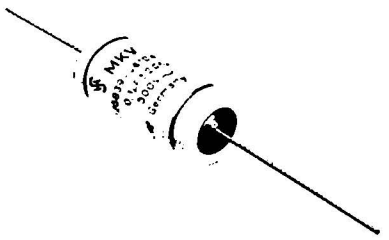
Erdung: Der Gewindebolzen (Ausführung a, b und c) bzw. die Mantelklemme (Ausführung d) dient zur Erdung gemäß VDE 0100 (Erdungskennzeichen nach VDE 0100, Blatt 1).

Befestigung: Der Gewindebolzen darf bei Schüttelbeanspruchung bis 5 g auch zur Befestigung des Kondensators benutzt werden. Die Gehäuse ohne Gewindebolzen können mit Ringschellen nach B 44031 bzw. Laschenringen nach B 44032 befestigt werden.

Allgemeine technische Angaben: Nach VDE 0560, Teil 12 (in Vorbereitung) und Datenblatt B 25005.

MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik

Koppelkondensatoren – Anwendungsklasse: HSFR und HSCV

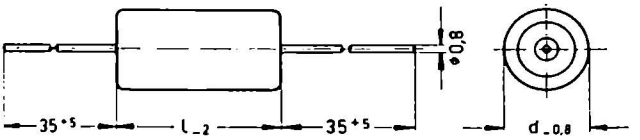


Selbstheilende Kondensatoren mit Rundwickeln aus imprägniertem verlustarmen Kunststoffdielektrikum und Metallpapier-Elektroden. In zylindrischem Metallgehäuse, dichtgebördelt für Feuchteklasse F (B 25839-A) oder dichtgelötet für Feuchteklasse C (B 25839-J).

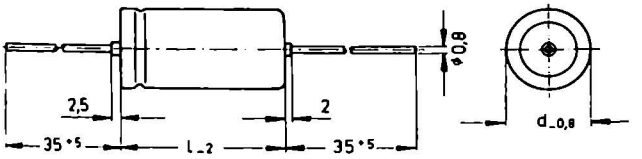
Anschlußdrähte zentrisch axial.

Einsatzmöglichkeiten als Koppelkondensator im Grenzgebiet zwischen Impuls- und Leistungselektronik, wo bei kleinen Abmessungen relativ hohe Wechselspannungen bzw. Leistungen auftreten. Die Kondensatoren sind nicht für die Verwendung in Starkstromnetzen vorgesehen (ohne Abreißsicherung).

Allgemeine technische Angaben: Seite 357.



B 25839-A



B 25839-J

Bezeichnungsbeispiel: B 25839-A 6474-M

- Bauform
- Entwicklungsstand (A ≙ Feuchteklasse F; J ≙ Feuchteklasse C)
- Nennspannung (6 ≙ 500 V~)
- Kapazitätstoleranz (M ≙ ± 20%)
- Nennkapazität (474 ≙ 47 · 10⁴pF = 0,47 µF)

Nennspannung		Betriebsart		500 V~ DB	
Nennkapazität		Feuchteklasse F		Feuchteklasse C	
µF	Toleranz	Abmessungen $d \times l$ / Isolations-gruppe	Bestellbezeichnung	Abmessungen $d \times l$ / Isolations-gruppe	Bestell-bezeichnung
0,1	± 20% ≙ M	16×32 B	B 25839-A 6104-M	16×32 B	B 25839-J 6104-M
0,22		16×44 B	B 25839-A 6224-M	20,5×32 C	B 25839-J 6224-M
0,33		20×44 C	B 25839-A 6334-M	25×38 C	B 25839-J 6334-M
0,47		20×44 C	B 25839-A 6474-M	25×38 C	B 25839-J 6474-M
0,68		20×75 C	B 25839-A 6684-M	–	–
1	± 10% ≙ K	20×75 C	B 25839-A 6105-K	–	–

Bauform	B 25839-A	B 25839-J
Anwendungsklasse	HSFR	HSCV
Grenztemperaturen	−25 ··· + 70 °C	−25 ··· + 70 °C
Feuchteklasse	F	C
Betriebsbrauchbarkeitsdauer	30000 h	100000 h
Ausfallsatz	3%	1%
Nennspannung U_N Sinusförmig	500 V~	
Spitzenspannung		
periodisch $\hat{u}$	1000 V	
vereinzelt u_{max}	2000 V	
Flankensteilheit (du/dt) max max. zul. Spannungsänderung pro Zeiteinheit bei nichtsinusförmigen Spannungen. (Impulse, Sägezähne)	<500V/µs	
Verlustfaktoren tan δ	$< 3 \cdot 10^{-4}$	
Frequenz-Leistungsbereich	Der niedrige Verlustfaktor und die hohe zulässige Flankensteilheit ermöglichen den Einsatz der Kondensatoren bis zu Frequenzen von einigen kHz	
Isolationswiderstand	> 10000 s	

MKV-Kondensatoren für die Energie-Elektronik

Kommutierungs-Kondensatoren – Anwendungsklasse: HWCW

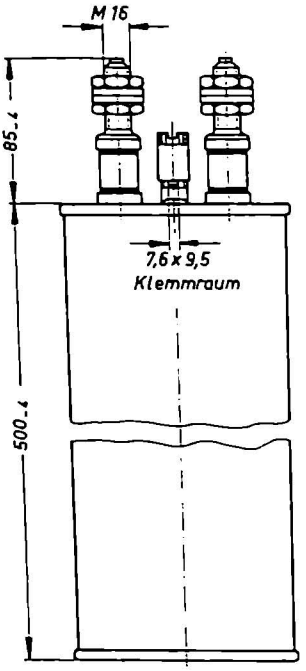
Selbstheilender verlustarmer Kondensator für den Einsatz als Kommutierungs-, Schwingkreis- oder Phasenschieber-Kondensator

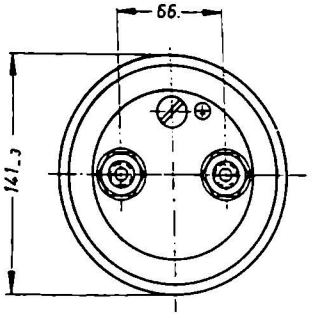
Allgemeine technische Angaben:

VDE 0560-12 und Seite 357

Nenndaten:			
Kapazität	C	50 µF	
Toleranz	ΔC	± 10%	
Sinusspannung	U_N	1500 V	
Frequenz	f_N	170 Hz	bei 40 °C Umgebungstemperatur
Leistung	P_N	120 kvar	bei 40 °C Umgebungstemperatur
Strom	I_N	80 A	bei 40 °C Umgebungstemperatur
Bestellbezeichnung		B 25838-J 1506-K 004	
Prüfdaten:			
Prüfgleichspannung Belag gegen Belag	U_{BB}	4500 V; 10 s	
Prüfwechselspannung Belag gegen Gehäuse	U_{BG}	5600 V; 50 Hz; 10 s	
		Eine Wiederholung der Spannungsprüfungen ist mit 80% der angegebenen Spannungen zugelassen.	
Verlustfaktor tan δ gemessen bei U_N; f_N; 20 °C		$\leq 5 \cdot 10^{-4}$	
Selbstentlade-Zeitkonstante τ gemessen bei 100 V; 1 min; 20 °C		$\geq$ 3000 s	
Grenzdaten			
Scheitelspannung; periodisch	$\hat{u}$	2700 V	
Scheitelspannung; vereinzelt	u_{max}	4500 V	
Flankensteilheit	$\left(\frac{du}{dt}\right)_{max}$	150 V/µs	
Anwendungsklasse nach DIN 40040 6.60		H W C W	
Grenztemperatur		−25 bis + 50 °C	
Lagertemperatur		−40 °C bis + 85 °C	
Feuchteklasse C		Mittlere relative Feuchte > 80%, Höchstwert 100%, einschließlich Betauung.	
Betriebsbrauchbarkeitsdauer	t_{BD}	100 000 h	
Ausfallsatz	α AS	< 3%	

Abmessungen





Beim Einsatz müssen die Sicherheitsvorkehrungen für Hochspannungs-Kondensatoren (Nachladeerscheinungen und großer Energieinhalt von Hochspannungsbatterien) beachtet werden. Die Kondensatoren werden deshalb kurzgeschlossen angeliefert.

Konstruktionsdaten

Isolationsgruppe nach VDE 0100	C
Anschlußart	zwei isolierte Schraubanschlüsse M 16 sowie eine Mantelklemme zur Erdung
Anschlußquerschnitt	50 mm²
Befestigung	Laschenring (Bestellbezeichnung B 44 032)
Gewicht	≈ 10 kg

Kunststoff-Kondensatoren

8. Kunststoff-Kondensatoren (metallisiert)

8.1. Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren, kurz MK-Kondensatoren genannt, besitzen die Eigenschaft an Durchschlagsstellen selbst zu heilen. Das Dielektrikum dieser Kondensatoren besteht aus Kunststoffolien, auf die im Vakuum Metallschichten als Beläge aufgedampft werden. Diese Schichten sind sehr dünn, etwa 0,02 bis 0,05 µm. Die metallisierten Folien werden zu Rund- oder Flachwickeln verarbeitet, oder nach einer neueren Technik geschichtet. Durch die Kontaktierung der Wickelstirnseiten nach dem Metallspritzverfahren werden alle Windungen erfaßt. Der Kondensator ist damit induktivitäts- und dämpfungsarm. Mögliche Bauformen, siehe Absatz 4.2. MK-Kondensatoren entsprechen den Bestimmungen nach VDE 0560, Teil 1, sowie der DIN 44110, Blatt 1 bzw. 2 Entwurf, und den Normblättern für die speziellen Bauformen.

2. Selbstheilung

Der bei einem Durchschlag entstehende Lichtbogen verdampft den Metallbelag in der Umgebung der Durchschlagstelle, ohne das Dielektrikum zu beschädigen. Fehlstellen im Dielektrikum werden dadurch einwandfrei isoliert. Die Zeitdauer eines solchen Selbstheilvorganges beträgt weniger als 10 µs. Da die Selbstheilung nur Bruchteile der im Kondensator gespeicherten Energie verbraucht, ist der Spannungsabfall entsprechend gering. Die Kondensatoren sind so bemessen, daß selbst bei Belastung mit Dauergrenzspannung an der oberen Grenztemperatur nur vereinzelt Selbstheilungen auftreten; z. B. hat eine Regenerierstoßzählung bei MKL-Kondensatoren ergeben, daß pro Jahr und µF mit etwa 0,18 Selbstheilungen zu rechnen ist. Die Kapazität eines MK-Kondensators würde sich nach 10^3 Durchschlägen um weniger als 1% ändern. Das Ausheilen von MK-Kondensatoren ist nicht an die Einhaltung bestimmter Grenzbedingungen gebunden, da es bei kleinen Spannungen auch elektrochemisch erfolgen kann.

3. Terminologie

MK-Kondensatoren werden unterschieden nach Art ihres Dielektrikums.

MKH-Kondensatoren	Kondensatoren mit Polyäthylenterephthalat (Handelsname Hostaphan®, Mylar, Melinex u. ä.) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. Bezeichnung nach DIN 41379: MKT-Kondensatoren.
MKM-Kondensatoren	Kondensatoren mit Polycarbonat (Handelsname Makrofol®) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. Diese Bauformen heißen nach DIN 41379: MKC-Kondensatoren.
MKL-Kondensatoren	Kondensatoren mit Lackfolien (Celluloseacetat) als Dielektrikum und aufgedampftem Metall als Belag. Diese Bauformen heißen nach DIN 41379: MKU-Kondensatoren.
MKY-Kondensatoren	Kondensatoren mit Lackfolien (Polystyrol) und aufgedampftem Metall als Belag. Diese Bauformen heißen nach DIN 41379: MKS-Kondensatoren.

Die für die unterschiedlichen Anwendungen zweckmäßigen Bauformen sind in den Übersichtstabellen B 32000 und in der Kondensatorauswahltafel B 01100 mit den wesentlichen elektrischen Werten aufgeführt.

4. Konstruktive Ausführung

4.1 Kontaktierung

Die großflächige Metallisierung der Wickelstirnseiten gewährleistet eine kontaktsichere Verbindung zwischen den Belägen und den Anschlußelementen. Dadurch wird der Kondensator induktivitäts- und dämpfungsarm. Die Güte der Kontaktierung wird u. a. durch eine Verstärkung der Metallisierung an den zu kontaktierenden Belagrändern erreicht.

4.2 Bauformen

Schichtkondensatoren in rechteckiger Form, durch Isolierplättchen geschützt, mit steckbaren Anschlußdrähten im Rastermaß.

Kondensatorwickel mit Isolierfolie umhüllt. Stirnseiten mit Gießharz verschlossen, Anschlußdrähte zentrisch axial.

Kondensatorwickel in Gehäuse eingebaut und mit Gießharz verschlossen, z. B.

in rechteckige Kunststoffbecher mit steckbaren Anschlußdrähten;

in runde Kunststoffrohre mit axialen Anschlußdrähten;

in Aluminiumrohre (rund oder oval) mit axialen Anschlußdrähten.

Kondensatorwickel in Metallgehäuse eingebaut, dicht gelötet, beide Anschlußelemente isoliert als Lötfahnen auf einer Stirnseite.

Kleine Rundbecher (Kartusche), Anschlußdrähte auf beiden Stirnseiten zentrisch axial, einer davon mit dem Gehäuse verbunden.

Bei den Bauformen im Kunststoffbecher und bei Schichtkondensatoren sind die parallelen Anschlußdrähte im Rastermaß herausgeführt und steckbar. Damit sind diese Kondensatoren besonders für geätzte Schaltungen geeignet.

4.3 Abmessungen

Die Hauptabmessungen von MK-Kondensatoren sind als Größtmaße angegeben, wobei die Isolierumhüllung (Einzelheiten siehe spezielle Datenblätter) mit eingeschlossen ist.

4.4 Kennzeichnung des Außenbelages

Kondensatoren für erhöhte Anforderungen werden grundsätzlich mit dem Außenbelagskennzeichen nach DIN 41313 versehen. Bei allen anderen Bauformen entfällt diese Kennzeichnung.

5. Elektrische Eigenschaften

5.1 Kapazität

5.1.1 Nennkapazität

Der Bereich der lieferbaren Nennkapazitäten liegt je nach Bauform zwischen 0,001 und 100 µF. Den Kapazitätsspektren liegt die E-6- bzw. E-12-Reihe (DIN 41426 und IEC-Publikation 63) zugrunde.

5.1.2 Anlieferungstoleranzen

MKH-Kondensatoren	± 20,	± 10,	± 5%
MKM-Kondensatoren	± 20,	± 10,	± 5%
MKL-Kondensatoren	± 20,	± 10%	
MKY-Kondensatoren	± 5,	± 2,	± 1%

Die Zuordnung der möglichen Toleranzen zu den Nennkapazitäten ist den speziellen Datenblättern zu entnehmen.

Die Kapazitätstoleranzen werden nach IEC-Publikation 62/1968 durch folgende Kennbuchstaben verschlüsselt

± 20% ≙ M
± 10% ≙ K
± 5% ≙ J
± 2% ≙ G
± 1% ≙ F

5.1.3 Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazitätsänderung im zulässigen Temperaturbereich (siehe Anwendungsklasse) verläuft nicht linear, ist aber reversibel. Im Bereich von etwa −20 bis +70 °C kann jedoch mit einem angenähert linearen Temperaturverlauf gerechnet werden.

Bild 1 zeigt charakteristische Kurven der wichtigsten MK-Kondensatoren.

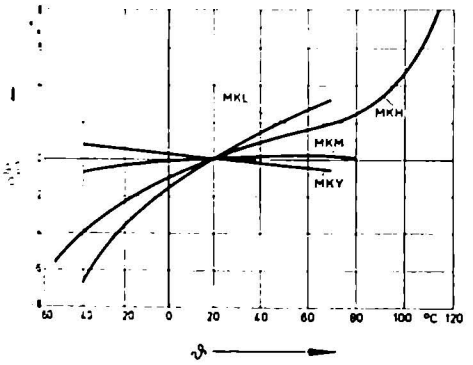


Bild 1

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Temperatur ϑ

5.1.4 Feuchteabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität dichter Kondensatoren unterliegt nicht den Feuchteeinflüssen des Umgebungsklimas.

Bei nicht dicht gelöteten Kondensatoren bewirkt der Betrieb bei hohen relativen Feuchten eine Kapazitätszunahme und einen Isolationsabfall durch Feuchteaufnahme des Kondensatorwickels, insbesondere dann, wenn die nach Anwendungsklasse zugelassene relative Feuchte über längere Zeit voll in Anspruch genommen wird. Diese Feuchteänderungen sind reversibel.

5.1.5 Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Durch die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante der Kunststoff-Folien nimmt die Kapazität mit steigender Frequenz ab.

Bild 2 zeigt die typische Abhängigkeit eines MKL-Kondensators als Beispiel.

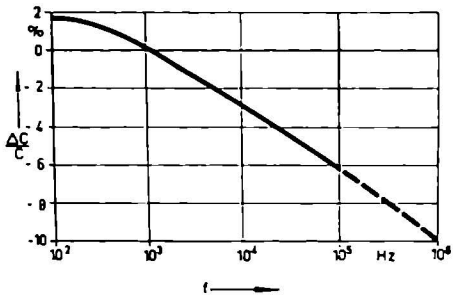


Bild 2

Relative Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$ in Abhängigkeit von der Frequenz f

5.1.6 Zeitliche Inkonstanz i_z der Kapazität

Neben den reversiblen Änderungen unterliegt die Kapazität auch irreversiblen Änderungen. Sie werden unter dem Begriff „Zeitliche Inkonstanz i_Z" zusammengefaßt. Die Werte beziehen sich auf die im speziellen Datenblatt genannte Beanspruchungsdauer. Bei Kondensatoren für normale Anforderungen wird keine Brauchbarkeitsdauer genannt; hier bezieht sich die zeitliche Inkonstanz auf einen Zeitraum von zwei Jahren. Es handelt sich hierbei um Richtwerte. Häufige und große Temperaturwechsel an den oberen Grenzen der zugelassenen Temperatur und relativen Feuchte können die angegebenen Inkonstanzwerte vergrößern. Entsprechend den Festlegungen in DIN 44110 werden auch Richtwerte für eine zweijährige Lagerung genannt. Es gelten die dort unter 3.5.3 genannten Lagerbedingungen.

5.2 Spannungs- und Strombelastung

5.2.1 Nennspannung U_N

Die Nennspannung ist die Spannung, nach der der Kondensator benannt ist; sie ist eine Gleichspannung und bezieht sich auf eine Kondensator-Umgebungstemperatur von 40 °C. Mit Spannungen bis zur Nennspannung darf der Kondensator im Dauerbetrieb innerhalb der zulässigen klimatischen Anwendungsklasse belastet werden, wobei die folgenden Grenzbedingungen (Absatz 5.2.2. und 5.2.3) zu beachten sind (Definition nach DIN 44110, Entwurf Mai 70).

5.2.2 Dauergrenzspannung U_g (Betrieb mit Gleichspannung)

Die Dauergrenzspannung U_g ist die höchste Gleichspannung, mit der der Kondensator dauernd betrieben werden darf. Sie ist von der Umgebungstemperatur abhängig. Die entsprechende Spannungsminderung bei höheren Temperaturen ist in den Datenblättern in Form von Diagrammen angegeben (Definition nach DIN 44110, Entwurf Mai 70).

5.2.3 Dauergrenzspannung U_w (Betrieb mit Wechselspannung)

MK-Gleichspannungskondensatoren sind nicht für die Anwendung an technischen Wechselspannungsnetzen vorgesehen. Für den Einsatz in solchen Wechselspannungsnetzen empfehlen wir MD-Kondensatoren, deren allgemeine technischen Eigenschaften Seite 343

beschrieben sind (geeignete Bauformen z. B. B 254•• und B 258••). Die Dauergrenzspannung $U_{\sim}$ ist die höchste 50-Hz-Wechselspannung, mit der der Kondensator dauernd betrieben werden darf.

Die entsprechende Spannungsminderung bei höheren Temperaturen ist in den Datenblättern in Form von Diagrammen angegeben.

Bei Überlagerung einer zusätzlichen Gleichspannung darf die Summe aus Gleichspannung und Amplitude der Wechselspannung die Dauergrenzspannung U_0 nicht überschreiten. Für den Betrieb mit höheren Frequenzen siehe hierzu auch Absatz 5.2.5 Impulsfestigkeit.

5.2.4 Spitzenspannung

Die Spitzenspannung ist der höchste Scheitelwert der Spannung, die am Kondensator kurzzeitig auftreten darf z. B. bei nichtperiodischen Schaltvorgängen. Sie ist in Einzelfällen besonders ausgewiesen.

5.2.5 Impulsfestigkeit

Werden die Kondensatoren mit nichtsinusförmigen Wechselspannungen oder mit Sinusspannungen höherer Frequenz belastet, so müssen in erhöhtem Maße diejenigen Parameter beachtet werden, die den Wechselspannungseinsatz begrenzen:

Eigenerwärmung durch Leistungsaufnahme,
Strombelastbarkeit der Kontaktierung,
Amplitude der Spannung.

Diese Parameter sind bauformabhängig. Die Grenzbeanspruchungen werden angegeben durch ein Nomogramm für die zulässige Scheitelspannung $\hat{U}$. Dabei sind berücksichtigt:

Impulsform
Maximal zulässige Flankensteilheit in Abhängigkeit vom Spannungshub,
Eigenerwärmung um ca. 10 °C.

Die bisher üblichen Angaben zur maximal zulässigen Flankensteilheit bezogen auf die Nennspannung begrenzte vor allem bei niedrigen Betriebsspannungen den Einsatz unserer Kondensatoren unnötig. In den neuen Datenblättern wird deshalb in Zukunft die zulässige Flankensteilheit in Abhängigkeit vom Spannungshub U_{ss}, sowie der Impulskennwert K_0 angegeben.

Bei impulsförmigen Spannungen mit gradlinigen Impulsflanken gilt: $K_0 = 2X U_{ss}^2/\tau$ [V²/µs].*)
Bei selbständigen und kurzschlußähnlichen Ent- und Aufladungen gilt: $K_0 = U_L^2/RC$ [V²/µs].

Erklärung der Kurzzeichen:

Kurzzeichen	Dimension	Bedeutung
U_{ss}	V	Spannungshub (Einsatzspannung)
U_L	V	Ladespannung
R	Ω	Ohmscher Widerstand im Lade- bzw. Entladekreis
C	µF	Kapazität des Kondensators
τ	µs	Anstiegszeit der Spannung
K_0	V²/µs	Impulskennwert
K_0	V²/µs	Impulskennwert (errechneter Wert mit Schaltungsdaten)

*) Impulse, Sägezähne

Der unter Benutzung der Schaltungsdaten ermittelte K_O-Wert muß kleiner oder höchstens gleich dem jeweils für die spezielle Bauform zugelassenen K_O-Wert sein.

Die angegebenen, bzw. errechneten K_O-Werte beziehen sich auf eine Bauelemente-Umgebungstemperatur bis zu 50 °C. Bei höheren Temperaturen bitten wir um Anfrage.

5.3 Verlustfaktor

Der Verlustfaktor tan δ ist temperatur- und frequenzabhängig. Er nimmt mit steigender Frequenz sowie mit größer werdender Kapazität zu. Insbesondere ist er abhängig von den dielektrischen Verlusten der Kunststoffolien und dem ohmschen Widerstand der Zuleitungen (Belagverlusten, Kontaktierung).

Durch das bereits erwähnte Kontaktierungsverfahren (verstärkte Belagränder und Metallspritzverfahren) werden die ohmschen Widerstände der Zuleitungen besonders niedrig und stabil gehalten. Spezielle Werte sind den Datenblättern zu entnehmen.

5.4 Isolationswiderstand

Die Isolation eines Kondensators wird entweder als Widerstandswert R_{is} in MΩ oder als Zeitkonstante τ in Sekunden = MΩ · µF angegeben. Sie setzt sich aus dem Isolationswiderstand des Dielektrikums (Belag/Belag) und dem Isolationswiderstand zwischen Belag und Gehäuse zusammen. Dieser wird durch die Güte des Isoliermaterials (Kunststoffgehäuse, Vergußmaterial, Durchführungen u.ä.) sowie durch die Länge der Kriechwege bestimmt. Die Güte der bei MK-Kondensatoren verwendeten Isoliermaterialien ist so hoch, daß sie den hohen Isolationswiderstand der verwendeten Dielektrika nicht beeinflußt.

Der Isolationswiderstand ist das Verhältnis der angelegten Gleichspannung zu dem nach einer festgelegten Zeit fließenden Strom.

Der beim Anlegen einer konstanten Gleichspannung fließende Strom ist temperatur-, spannungs- und zeitabhängig. Er setzt sich zusammen aus dem Lade-, Nachlade- und Reststrom (Definition nach VDE 0560, Teil 1, § 11).

Zur Ermittlung der Grenzwerte sind folgende Bedingungen festgelegt: Der Strom wird 1 Minute nach Anliegen der Spannung gemessen, und zwar bei (20 ± 1) °C und einer relativen Feuchte ≤ 65%. Die Spannung beträgt 100 V –.

Messung von MKL-Kondensatoren:

Bauform mit Nennspannung U_N	Meßspannung
63 V–	50 V–
25 V–	10 V–

Da mehr als 95% aller Kondensatoren bei Auslieferung weit über dem angegebenen Mindestanlieferungswert liegen, wird darüber hinaus auch der mittlere Anlieferungswert in den Datenblättern genannt.

Während der Betriebszeit kann der Isolationswiderstand zeitweise bis auf etwa 10% der Anlieferungswerte zurückgehen, insbesondere dann, wenn die maximal zulässige Luftfeuchte (lt. Anwendungsklasse) über längere Zeit voll beansprucht wird, oder wenn der Kondensator dauernd in der Nähe der oberen Betriebstemperaturgrenze eingesetzt wird.

5.5 Eigeninduktivität und Scheinwiderstand

Die Eigeninduktivität eines MK-Kondensators ergibt sich aus der Induktivität der Anschlußdrähte und des Wickels. Wegen der besonderen Art der Kontaktierung (großflächige Beschoopung, durch die alle Windungen erfaßt sind) ist die Eigeninduktivität besonders gering.

Aus der Eigeninduktivität und aus der Kapazität eines Kondensators ergibt sich seine Resonanzfrequenz.

Bild 3 zeigt den typischen Scheinwiderstandsverlauf von MK-Kondensatoren am Beispiel eines MKH-Kondensators. Die Meßbedingungen entsprechen DIN 41328, Blatt 2.

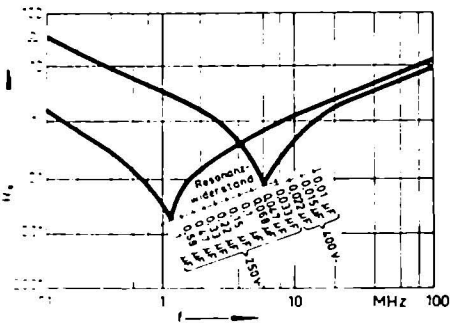


Bild 3

Scheinwiderstand R_s in Abhängigkeit von der Frequenz f

6. Klimatische und mechanische Beanspruchbarkeit

6.1 Zulässige Temperaturbeanspruchung (nach DIN 40040, Entwurf 6.70)

Die zulässige Temperaturbeanspruchung ist bauformabhängig. Folgende Grenztemperaturen kommen vor:

Untere Grenztemperatur	1. Kennbuchstabe
−40 °C	G
−55 °C	F

Obere Grenztemperatur	2. Kennbuchstabe
+ 70 °C	S
+ 85 °C	P
+ 100 °C	M
+ 125 °C	K

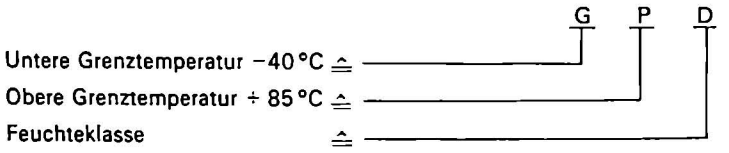
6.2 Zulässige Feuchtebeanspruchung (nach DIN 40040, Entwurf 6.70)

Für MK-Kondensatoren werden je nach Bauform folgende Feuchtebeanspruchungen zugelassen:

relative Luftfeuchte Höchstwert	Jahresmittel	Betauung	Feuchteklasse 3. Kennbuchstabe
75% für 60 Tage im Jahr 85% für weitere 30 Tage im Jahr	≤ 65%	nein	G
85% für 60 Tage im Jahr 95% für weitere 30 Tage im Jahr	≤ 75%	nein	F
90% für 60 Tage im Jahr 100% für weitere 30 Tage im Jahr	≤ 80%	ja	D
100%	≤ 95%	ja	C

Die angegebenen Werte beziehen sich auf Bauelemente-Umgebungstemperaturen bis zu 35 °C. Bei höheren Temperaturen ermäßigt sich die relative Feuchte entsprechend DIN 40040, Anlage I.

Beispiel für die Angabe einer Anwendungsklasse nach DIN 40040, Entwurf 6. 70:



6.2.1 Prüfung in feuchter Wärme

In Anlehnung an internationale Gepflogenheiten wird für manche Bauformen angegeben, welcher Prüfung in feuchter Wärme sie unterzogen werden dürfen.

Als Prüfbedingungen gelten die Vorschriften nach DIN 40046, Blatt 5, oder nach IEC 68-2-3.

6.3 Mechanische Widerstandsfähigkeit der Anschlußelemente

Die Anschlußdrähte dürfen erst 1 mm nach ihrem Austritt aus den Durchführungen an den Stirnseiten des Kondensators umgebogen werden, sofern bei den einzelnen Bauformen keine weiteren Einschränkungen angegeben sind.

Die Anschlußelemente erfüllen die Forderungen der DIN 40046, Blatt 19, August 68.

Zugfestigkeit	Prüfung: U_a Anschlußdrähte: ⌀ ≤ 0,8 : 10 N [1]) ⌀ ≥ 0,8 : 20 N
Biegefestigkeit der Anschlußdrähte	Prüfung: U_b Zwei Biegungen in entgegengesetzter Richtung um jeweils 90° mit einem Gewicht von 0,5 kp.

[1]) 10 N = 1 kp

Verdrehfestigkeit axialer Anschlußdrähte	Prüfung: U_C; Schärfegrad: 2
Verdrehfestigkeit von Gewindebolzen	Prüfung: U_d M 3 ≙ 50 N/cm M 4 ≙ 120 N/cm M 5 ≙ 200 N/cm

Bei den Bauformen in Kunststoffbecher und bei Schicht-Kondensatoren mit parallelen Anschlußdrähten entfallen die Prüfungen U_b und U_C der Anschlußdrähte.

6.4 Lötbedingungen

Beim Einlöten von MK-Kondensatoren ist darauf zu achten, daß sie nicht durch zu große Wärmezufuhr beschädigt werden. MK-Kondensatoren erfüllen die Lötbarkeitsprüfung nach DIN 40046, Blatt 18. Als Wärmebeständigkeitsprüfung sind (235±5) °C und (7±1) s generell zugelassen. Spezielle Lötbedingungen für den Einbau sind in den Datenblättern genannt. Bei steckbaren Bauformen mit radialen Anschlußdrähten (Kondensatoren in rechteckigen Kunststoffbechern) ist der erforderliche Lötabstand durch die Becherform gegeben. Abstandsfüßchen sorgen für die notwendige Entlüftung beim Löten.

6.5 Schüttelfestigkeit

Die Schüttelfestigkeit von MK-Kondensatoren entspricht DIN 40046, Blatt 8, Prüfung F_C, Teilprüfung B 1 bzw. IEC 68-2-6 mit folgenden Bedingungen:

Beanspruchungsdauer	6 Stunden
Frequenzbereich	10 bis 55 Hz
Auslenkung	0,75 mm

Diese Belastung entspricht maximal 98,1 m/s² bew. 10 g.

6.6 Höhensicherheit

MK-Kondensatoren sind auch in großen Höhen betriebsfähig. Der Nachweis ihrer Eignung wird durch ein Prüfverfahren nach DIN 40046, Blatt 13 bzw. IEC 68-2-13 erbracht, und zwar mit dem Schärfegrad 44 mbar.

Angaben für Hochspannungskondensatoren sind in Vorbereitung.

7. Betriebszuverlässigkeit

Allgemeine Begriffsbestimmungen und Erläuterungen zur Betriebszuverlässigkeit von Kondensatoren für erhöhte Anforderungen sind den Datenblättern für Einzelbauformen zu entnehmen.

7.1 Brauchbarkeitsdauer

Die Brauchbarkeitsdauer ist die Summe aus Betriebsbrauchbarkeitsdauer und entsprechenden Lager- und Betriebspausenzeiten, die in den Ausfallsätzen mitberücksichtigt sind.

Während der Lager- und Betriebspausenzeit darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische oder thermische Beanspruchung auftreten. Die Umgebungstemperatur soll im Mittel zwischen 0 und 25 °C, jedoch nicht unter der unteren Grenztemperatur und nicht über 70 °C liegen. Die Temperatur von 40 °C darf während der Lagerung höchstens 50 Stunden im Jahr überschritten werden, da sonst größere Kapazitätsänderungen auftreten können. Bei Feuchtebeanspruchung darf der nach Anwendungsklasse zugelassene Wert nicht überschritten werden. Dabei ist DIN 40040, Anlage 1, zu beachten.

In der folgenden Tabelle sind diejenigen Brauchbarkeitsdauern zusammengefaßt, die zur Zeit für unsere MK-Kondensatoren verwendet werden. Endgültige Daten hierzu werden von den zuständigen Gremien derzeit erarbeitet.

Betriebsbrauchbarkeits-dauer	Lager- und Betriebs-pausenzeit	Brauchbarkeitsdauer
30 000 h	45 000 h	8,6 Jahre
100 000 h	20 000 h	13,7 Jahre
130 000 h	20 000 h	17,2 Jahre

7.2 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Summe aller innerhalb der Brauchbarkeitsdauer wahrscheinlich zu erwartenden mittleren prozentualen Ausfällen. Die Angaben stellen keine Garantiewerte dar.

7.3 Ausfallkriterien

Vollausfall:	Unterbrechung, Kurzschluß
Änderungsausfall:	Überschreitung der Grenze für Inkonstanz der Kapazität i_Z Verlustfaktor tan δ Isolationswiderstand R_{is}

Die Grenzwerte für i_Z, tan δ und R_{is}, bei denen ein Bauelement als ausgefallen zu betrachten ist, sind in den speziellen Datenblättern ausgewiesen.

Kunststoff-Kondensatoren

MKM-Kondensatoren – für allgemeine Anforderungen

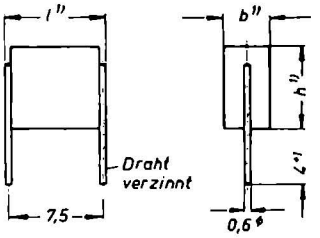
Selbstheilender Schichtkondensator mit Polycarbonat als Dielektrikum. Nach DIN 41379: MKC-Kondensatoren.

Mechanischer Schutz: Durch Isolierplättchen

Bei der Montage sind Kriech- und Luftstrecken zu benachbarten spannungsführenden Teilen zu beachten.

Anschlüsse: parallele Anschlußdrähte, verzinnt, steckbar im Rastermaß 7,5 mm.

Für den Einsatz in einseitig kaschierten Leiterplatten geeignet. Bei einem eventuellen Verguß bitten wir um Rückfrage.



Nennspannung		100 V–	250 V–
Nennkapazität µF	Toleranz	Abmessungen l×b×h Bestellbezeichnung	
1000 pF	± 10% ≙ K		9×2,6×7,3 B32540-A3102-K
1500 pF			9×2,6×7,3 B32540-A3152-K
2200 pF			9×2,5×7,3 B32540-A3222-K
3300 pF			9×2,3×7,3 B32540-A3332-K
4700 pF			9×2,3×7,3 B32540-A3472-K
6800 pF			9×2,7×7,3 B32540-A3682-K
0,01	± 5% ≙ J		9×2,3×7,3 B32540-A3103-J
0,015			9×2,9×7.3 B32540-A3153-J
0,022			9×2,6×7,3 B32540-A3223-J
0,033			9×2,6×7,3 B32540-A3333-J
0,047			9×3,2×7,3 B32540-A3473-J
0,068		9×2,6×8,1 B32540-A1683-J	9×3,5×9,1 B32540-A3683-J
0,1		9×3,2×8,1 B32540-A1104-J	9×3,9×11,5 B32540-A3104-J

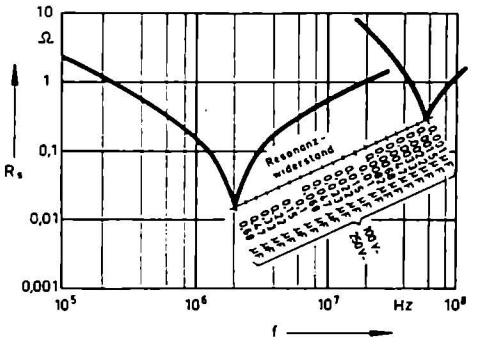
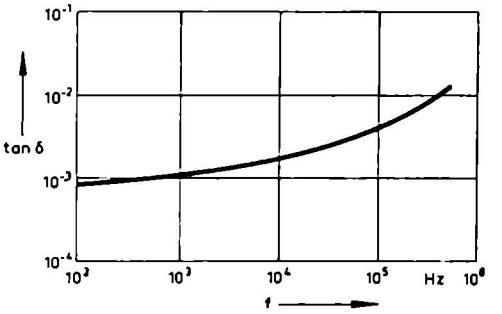
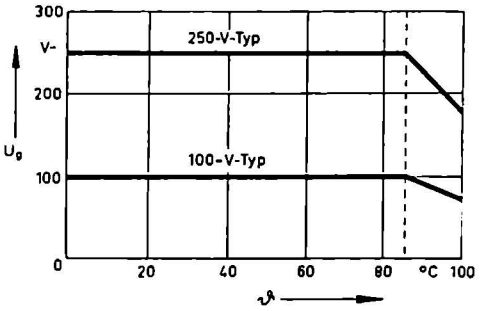
[1]) Größtmaß

Nennspannung		100 V–	250 V–
Nennkapazität µF	Toleranz	Abmessungen l×b×h Bestellbezeichnung	
0,15	± 5% ≙ J	9×3,6×10 B32540-A1154-J	
0,22		9×4,7×10 B32540-A1224-J	
0,33		9×5,5×11,5 B32540-A1334-J	
0,47		9×7,2×12,5 B32540-A1474-J	
0,68		9×8×13 B32540-A1684-J	

Anwendungsklasse nach DIN 40040 Entwurf 6.70	G M G −40... + 100 °C Mittlere relative Feuchte ≤ 65% 75% 60 Tage im Jahr 85% für weitere 30 Tage, ohne Betauung
Zulässige Prüfung in feuchter Wärme nach DIN 40046, Blatt 5	Schärfegrad 6 [(40 ± 2) °C (92 ± 3)% relative Feuchte 4 Tage] Nach dieser Prüfung darf die Isolation 10% des Mindestanlieferungswertes betragen. Zulässige Kapazitätsänderung für $C \leq 0{,}1$ µF ± 5% $C > 0{,}1$ µF ± 3%
nach IEC-Publ. 68-2-3	40/100/4
Schüttelfestigkeit Prüfung F_C: Schwingen Teilprüfung B 1 nach DIN 40046, Blatt 8 (7.70) und IEC-Publ. 68-2-6	Beanspruchungsdauer: 6 h Frequenzbereich: 10...55 Hz Auslenkung: 0,75 mm (entspricht max. 98,1 m/s² bzw. 10 g)

Kunststoff-Kondensatoren

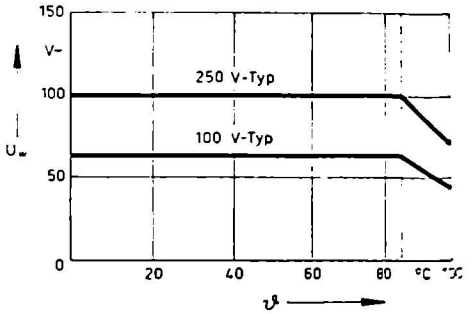
MKM-Schicht-Kondensatoren – für allgemeine Anforderungen

Lötbedingungen	Temperatur des Lötbades: max. 255 °C Lötdauer: max. 5 s
Zeitliche Inkonstanz der Kapazität i_z	± 3% bis 85 °C (Richtwert) $^{+\ 3}_{-\ 6}$ % bis 100 °C (Richtwert)
Eigeninduktivität	≈ 20 nH
Scheinwiderstand R_s in Abhängigkeit von der Frequenz f (Richtwerte)	
Verlustfaktor tan δ in Abhängigkeit von der Frequenz f Mittlere Fertigungswerte, gemessen bei 23 °C und $C < 0{,}1\ \mu F$	$1 \cdot 10^{-3}$
obere Grenzwerte für 1 kHz für 10 kHz	$3 \cdot 10^{-3}$ $10 \cdot 10^{-3}$
	
Dauergrenzspannung U_g Betrieb mit Gleichspannung max. 2000 Std. für Millisekunden (z. B. Schaltvorgänge)	$1{,}25 \cdot U_g$ $1{,}50 \cdot U_g$
	

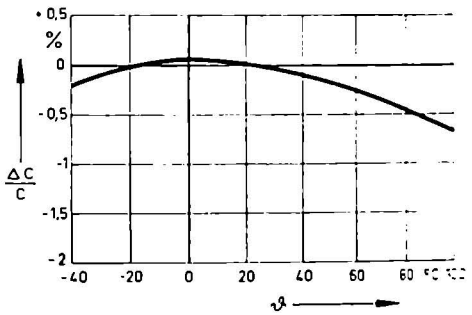
Dauergrenzspannung U_w

Betrieb mit Wechselspannung
2000 Std.

$1{,}25 \cdot U_w$



Umkehrbare Kapazitätsänderung $\frac{\Delta C}{C}$
in Abhängigkeit von der Temperatur bei 1 kHz (Richtwerte)



Isolationswiderstand[1])

	für $C \leq 0{,}33\ \mu F$	für $C > 0{,}33\ \mu F$
Mindestanlieferungswert für Kondensatoren		
mit $U_N < 100$ V	3000 MΩ	1000 s
mit $U_N > 100$ V	7500 MΩ	
Mittl. Anlieferungswert für Kondensatoren		
mit $U_N < 100$ V	> 30000 MΩ	> 10000 s
mit $U_N > 100$ V	> 75000 MΩ	

gemessen bei 20 °C und einer rel. Feuchte < 65%

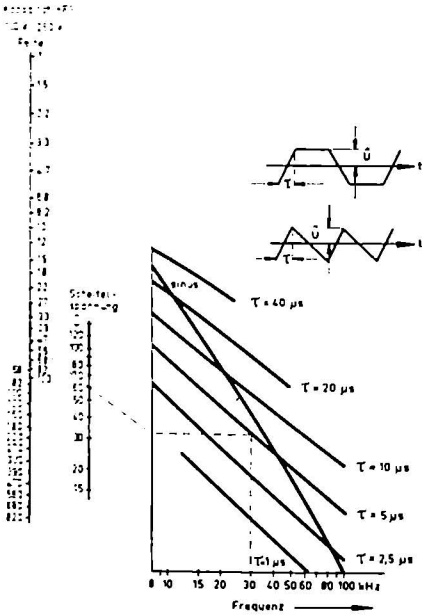
[1]) Die angegebenen Werte beziehen sich auf die Anlieferung. Während der Betriebszeit kann die Isolation, besonders wenn die max. zulässige Luftfeuchte von 85% der Feuchteklasse G über längere Zeit voll beansprucht wird, oder wenn der Kondensator in der Nähe der oberen Betriebstemperaturgrenze eingesetzt wird, zeitweise bis auf etwa 10% der Anlieferungswerte zurückgehen.

Impulsbelastbarkeit (Flankensteilheit U_{ss}/τ)	Spannungshub U_{ss}	zulässige Flankensteilheit für Kondensatoren mit	
		U_N = 100 V–	U_N=250V–
maximal zulässige Spannungsänderung pro Zeiteinheit bei nicht-sinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne)	$1{,}0 \cdot U_N$	10 V/µs	20 V/µs
	$0{,}8 \cdot U_N$	13 V/µs	25 V/µs
	$0{,}6 \cdot U_N$	17 V/µs	33 V/µs
	$0{,}4 \cdot U_N$	25 V/µs	50 V/µs
	$0{,}2 \cdot U_N$	50 V/µs	100 V/µs
	$0{,}1 \cdot U_N$	100 V/µs	200 V/µs
	Impulskennwert K_O*)	2000 V²/µs	10000 V²/µs

*) $K_O = 2 \times U_{ss} \times U_{ss}/\tau = 2 \times$ Spannungshub $\times$ Flankensteilheit
$K_O = U_L^2/RC =$ Ladespannung²/Widerstand $\times$ Kapazität
} siehe hierzu Datenblatt B 32010, Blatt 3.

Maximal zulässige Scheitelspannung $\hat{U}$*) bei Belastung mit sinus- und nichtsinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne). Bei trapezförmiger Spannungsbelastung ist die doppelte Grundfrequenz einzusetzen.

Den Angaben des Nomogrammes liegt die Eigenerwärmung des Kondensators von 10 °C zugrunde. Sie ist beim Einsatz im Hinblick auf die zulässige Grenztemperatur zu berücksichtigen.



Beispiel: Bekannt sind f = 30 kHz (Wiederholungsfrequenz des Spannungsanstiegs)
τ = 5 µs (Anstiegszeit der Spannung)
C = 47 nF (Kapazität)

Daraus ergibt sich entsprechend dem Verlauf der gestrichelten Linie eine maximale Scheitelspannung $\hat{U} \approx$ 60 V

*) Die maximal zulässige Scheitelspannung $\hat{U}$ beträgt für den 100 V-Kondensator 85 V
für den 250 V-Kondensator 140 V

STYROFLEX®-Kondensatoren

9. STYROFLEX®-Kondensatoren (KS)

9.1. Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

STYROFLEX-Folie ist eine flexible, biaxial orientierte Elektro-Isolierfolie und wird nach Spezialverfahren der Deutschen Seekabelwerke aus dem thermoplastischen Kunststoff Polystyrol hergestellt. STYROFLEX-Kondensatoren werden vorwiegend in solchen Schaltungen angewendet, in denen besonders verlustarme Kondensatoren mit hoher Kapazitäts-Konstanz und mit einem konstanten Temperaturbeiwert erforderlich sind. Die Kurzbezeichnung nach DIN 41379 und VDE 0560-18 ist „KS-Kondensatoren", wobei K aus dem ersten Buchstaben von Kunststoff und S aus dem fünften Buchstaben der Bezeichnung des Dielektrikums „Polystyrol" abgeleitet ist. Als Elektroden des Kondensators dienen Aluminiumfolien, bei einigen Bauformen auch Zinnfolien.

Nach dem Wickeln werden die Kondensatoren „gebacken". Dieses „Backen" führt zu einem Schrumpfen der gereckten Polystyrolfolie. Hierdurch wird der Kondensator „abgedichtet" und erhält auch ohne dichten Einbau einen für viele Zwecke ausreichenden Feuchteschutz.

Durch die kleinen dielektrischen Verluste und den konstanten negativen Temperaturbeiwert ist der Kondensator besonders geeignet als Schwingkreiskondensator, wobei bei Verwendung von Ferritspulen mit entsprechendem positivem Temperaturbeiwert, die Resonanzfrequenz des Kreises von der Temperatur weitgehend unabhängig gehalten werden kann.

2. Einteilung der STYROFLEX-Kondensatoren

Bei der Auswahl von STYROFLEX-Kondensatoren sind u.a. folgende Gesichtspunkte von Bedeutung:

Feuchteklasse (evtl. dichter Einbau)
Allgemeine oder erhöhte Anforderungen
Konstruktiver Aufbau des Kondensators
Untere Grenztemperatur

2.1 Ungeschützte Kondensatoren für allgemeine Anforderungen (Feuchteklasse G)

STYROFLEX-Kondensatoren für allgemeine Anforderungen werden in großen Stückzahlen in allen Geräten der Elektrotechnik angewendet, bei denen es auf eine enge Kapazitätstoleranz, auf kleinen Verlustfaktor tan δ und auf eine hohe Kapazitätskonstanz ankommt.

2.2 Ungeschützte Kondensatoren für erhöhte Anforderungen (Feuchteklasse G)

In allen Geräten hoher Betriebssicherheit und mit großer Lebenserwartung kommen Kondensatoren für erhöhte Anforderungen zum Einsatz.

Die Kondensatoren werden neben der Prüfung auf Kapazität und Spannungsfestigkeit verschärft auf Isolationswiderstand und Verlustfaktor geprüft. Außerdem sind diese Kondensatoren durch Vorbehandlung mit Temperaturschleifen über den gesamten Temperaturbereich in der Inkonstanz der Kapazität i_z verbessert. Zu dieser Gruppe gehören auch die eng tolerierten abgeglichenen Filterkondensatoren als Zwillingsbauform B 31070···73 und als Standkondensator B 31051···53[1]). Die meisten Bauformen für erhöhte Anforderungen sind für zwei unterschiedliche untere Grenztemperaturen lieferbar.

® Eingetragenes Warenzeichen
[1]) Bauform für internen Bedarf

2.3 Geschützte Bauformen für erhöhte Anforderungen (Feuchteklasse F)

Epoxydharzvergossene Aluminium- oder Kunststoffgehäuse schützen die Wickel von STYROFLEX-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen zusätzlich gegen Feuchte, so daß sie der Feuchteklasse F genügen. Die Kondensatoren erfüllen je nach Bauform weitgehend die Anforderungen nach DIN oder IEC.

2.4 Dichte Kondensatoren für erhöhte Anforderungen (Feuchteklasse C)

Die Wickel der dichten Kondensatoren unterliegen nicht den Feuchteeinflüssen des Umgebungsklimas. Dadurch verbessern sich insbesondere die Werte für die Konstanz, Betriebsbrauchbarkeitsdauer und den Ausfallsatz. Das Isolationsverhalten wird insbesondere in erhöhter Feuchte weitgehend von den Durchführungen bzw. deren Kriechstrecken bestimmt. Bei Betauung oder Rauhreif bewirken auftretende Parallelwiderstände eine Abnahme des Isolationswiderstandes bzw. entsprechende Erhöhung des Verlustfaktors. Die Kondensatoren erfüllen weitgehend die Anforderungen des 56-Tage-Testes nach DIN und IEC.

3. Kapazität

3.1 Nennkapazität C_N und Kapazitätsmessung

Die Nennkapazität C_N eines Kondensators ist die Kapazität, nach der er benannt ist.

Die Kapazität wird mit einer zur Messung der Serienersatzschaltung geeigneten Meßbrücke ermittelt. Die Meßunsicherheit einschließlich des durch Oberwellen verursachten Anteiles soll 10% der zulässigen Abweichung des Prüflings oder 0,1% der Kapazität nicht übersteigen. Es gilt jeweils der größere Wert, Kleinstwert jedoch nicht unter 0,5 pF.

Bei engtolerierten Kondensatoren wird die gemessene Kapazität mit dem Temperaturbeiwert α_c der betreffenden Bauform auf die Bezugstemperatur von 20 °C umgerechnet.

Die Kapazität von STYROFLEX-Kondensatoren ist von verschiedenen Einflüssen abhängig:

Temperatur	Abs. 3.2.
Feuchte	Abs. 3.3.
Zeit	Abs. 3.4.

3.2 Temperaturabhängigkeit der Kapazität. Temperaturbeiwert α_c

Der Temperaturbeiwert α_c ist nach DIN 41380, Blatt 3, Abs. 2.7.4

$$\alpha_c = \frac{C_2 - C_1}{C_3 \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1)}$$

C_1 ist die Kapazität bei der Temperatur ϑ_1
C_2 ist die Kapazität bei der Temperatur ϑ_2
C_3 ist die Bezugs-Kapazität bei (25 ± 10) °C

Der Temperaturbeiwert von STYROFLEX-Kondensatoren wird im wesentlichen bestimmt durch die Eigenschaften der Polystyrol-Folie, durch die Art des Kondensator-Aufbaus und die Herstellungsparameter.

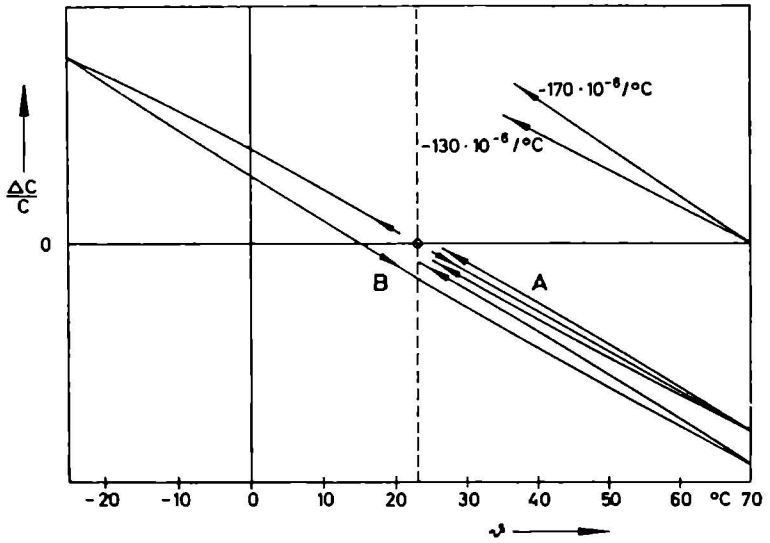
Die Meßbedingungen sind in DIN 41380 Blatt 3 Abs. 5.4.3.1 Entw. Sept. 1970 festgelegt. Der Wert beträgt nach Abs. 3.5.4: $-50 \cdot 10^{-6}$/°C bis $250 \cdot 10^{-6}$/°C.
Die in den Bauformblättern und Tabellen angegebenen Werte sind Richtwerte.

[1]) Die Reihen E 96 und E 192 sind nur in Sonderfällen zu verwenden.

[2]) Bei Bestellung von Nennkapazitätswerten unter dem Grenzwert worden die Kondensatoren mit diesen Toleranzen geliefert, falls das B-Blatt keine abweichenden Angaben enthält.

Deckungsfehler

Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von der Temperatur für einen vorgealterten STYROFLEX-Kondensator



Der Rückkehrpunkt einer Temperaturschleife von Raumtemperatur bis zur oberen Grenztemperatur (Kurve A) kann sowohl oberhalb als auch unterhalb des Ausgangspunktes liegen. Eine Temperaturschleife von 23 °C über −25 °C auf +70 °C und zurück auf Raumtemperatur ist in der Kurve B dargestellt. Der Rückkehrpunkt nähert sich dem Ausgangspunkt um so mehr, je öfter der Ast im positiven Temperaturbereich durchfahren wird.

3.3 Feuchteabhängigkeit der Kapazität, Feuchtebeiwert β_C

Die Luftfeuchte ändert den Kapazitätswert von ungeschützten Kondensatoren. Wasserdampf wird sowohl durch das Dielektrikum als auch durch die Taschen und Kapillaren im Wickel aufgenommen. Kleine Kapazitätswerte bis etwa 100 pF (je nach Bauform auch bis 250 pF) weisen relativ große Kapazitätsänderungen auf. Bei relativen Luftfeuchten $\leq$ 30% sind die Kapazitätsänderungen $\leq$ 0,1%, während bei Luftfeuchten über etwa 80% mit verhältnismäßig großen Änderungen zu rechnen ist. Der Feuchtebeiwert der Kapazität ist nach DIN 41380 Blatt 3 Abs. 2.7.5 wie folgt definiert:

$$\beta_c = \frac{2\,(C_2 - C_1)}{(C_2 + C_1) \cdot \Delta \text{ rel. F.}}$$

C_2 = Kapazität nach Feuchteeinwirkung (relative Feuchte F_2)
C_1 = Kapazitat vor Feuchteeinwirkung (relative Feuchte F_1)
Δrel. F. = Feuchtedifferenz ($F_2 - F_1$)

Die Kapazität von dichten Kondensatoren unterliegt nicht den Feuchteeinflüssen der Umgebung.

3.4 Zeitliche Inkonstanz der Kapazität i_z

Die in den Bauformblättern genannten Werte für die zeitliche Inkonstanz

$$i_z = \frac{\Delta C}{C}$$

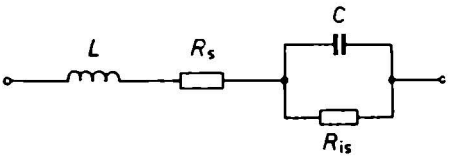
sind Richtwerte. Sie werden in Prozent der Nennkapazität und meistens mit einem zusätzlichen additiven Glied in pF angegeben. Die Inkonstanzwerte gelten für Nennkapazität $\geq$ 100 pF. Die umkehrbaren Einflüsse durch Temperaturänderungen α_c und Feuchteänderung β_c sind in i_z nicht enthalten.

4. Ersatzschaltbild und Verlustfaktor tan δ

Jeder Kondensator hat außer der gewünschten Kapazität noch weitere elektrische Eigenschaften, die sich als Komponenten in einem Ersatzschaltbild wie folgt darstellen lassen:

Ersatzschaltbild

L	Serieninduktivität
R_S	Serienwiderstand
R_{is}	Isolationswiderstand (Parallel-Widerstand)
C	Kondensator-Kapazität
f_r	Eigenresonanzfrequenz von L und C



Unter Vernachlässigung der Induktivität und unter Berücksichtigung, daß $R_{is} \gg R_S$ d.h. für $f \ll f_r$ gilt für den Verlustfaktor:

$$\tan \delta = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_{is}} + 2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_S$$

4.1 Verlustfaktor bei tiefen Frequenzen

Für den unteren Frequenzbereich ($f < 1$ kHz) gilt:

$$\tan \delta_u = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_{is}}$$

4.2 Verlustfaktor bei hohen Frequenzen

Für den oberen Frequenzbereich ($f \gg 1$ kHz) gilt:

$$\tan \delta_o = 2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_S$$

Dieser Wert R_S wird bestimmt durch Zuleitungs- und Übergangswiderstände und entspricht weitgehend dem Ersatzserienwiderstand R_{ESR} (vgl. DIN 41380, Blatt 3, Abs. 4.4)

4.3 Messung des Verlustfaktors tan δ

Die in den Datenblättern angegebenen Verlustfaktoren werden gemessen bei einer Temperatur von 22···27 °C und bei einer relativen Feuchte von max. 50%.

4.4 Temperatur- und Feuchteeinfluß auf den Verlustfaktor tan δ

Während die Werte für den Verlustfaktor sich durch Feuchteeinwirkung vergrößern, kann der Einfluß der Temperatur im allgemeinen vernachlässigt werden. Ein Anstieg der Kondensatortemperatur bei Inbetriebnahme eines Gerätes führt unter Umständen zur Austrocknung der Kondensatoren und damit zu einer Verringerung des Verlustfaktors.

5. Elektrische Belastbarkeit

5.1 Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N eines Kondensators ist die Spannung, nach der er benannt ist. Bei STYROFLEX-Kondensatoren ist die Nennspannung eine Gleichspannung. Sie bezieht sich auf eine Oberflächentemperatur von 40 °C, bei älteren Bauformen auch auf 70 °C.

5.2 Dauergrenzspannung U_g

Die Dauergrenzspannung ist die höchste Spannung, mit welcher der Kondensator dauernd betrieben werden darf. Die Summe mehrerer Teilspannungen soll die Dauergrenzspannung U_g nicht überschreiten. U_g ist von der Oberflächentemperatur des Kondensators abhängig.

5.3 Wechselspannungsbelastbarkeit

Die überlagerte Wechselspannung U_{max} ist die Wechselspannung (Effektivwert), mit der der Kondensator zusätzlich zu einer Gleichspannung betrieben werden darf. Die Summe aus Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung und Gleichspannung darf die Dauergrenzspannung U_g nicht überschreiten. Die Daten für die maximale Wechselspannung U_{max} und den maximal zugelassenen Wechselstrom I_{max} sind in den Bauformblättern angegeben. Die Frequenz f_g, ab der nicht mehr die zulässige Wechselspannung sondern der Grenzstrom I_{max} bestimmend wird, ist durch folgende Beziehung gegeben.

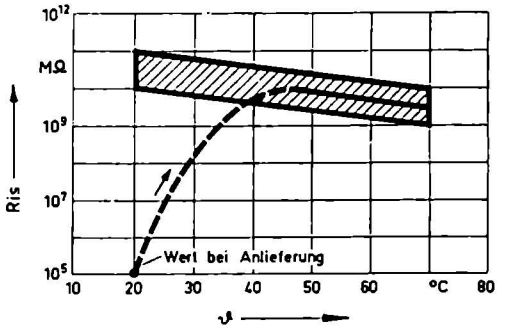
$$f_g = \frac{I_{max}}{2\pi \cdot C \cdot U_{max}}$$

6. Isolationswiderstand (R_{is})

STYROFLEX-Kondensatoren haben einen hervorragenden Isolationswiderstand, der häufig über den Meßbereich der handelsüblichen Instrumente hinausgeht. Für Anwendungsfälle, bei denen es vorwiegend auf besonders hohe Isolation ankommt, z. B. bei Geigerzählern, Strahlungs-Dosismessern usw. können ausgesuchte Kondensatoren mit garantiertem Mindestisolationswiderstand geliefert werden.

6.1 Isolationswiderstand ungeschützter Kondensatoren

Der Isolationswiderstand ungeschützter Kondensatoren ist von der Kondensatortemperatur und der relativen Feuchte abhängig. Bei Erhöhung der Temperatur und gleichbleibender absoluter Feuchte nimmt die relative Luftfeuchte ab, der Kondensator trocknet aus, und der Isolationswiderstand des Kondensators steigt durch die Trocknung vom Anlieferungswert ausgehend an (siehe Diagramm).



Isolationswiderstand R_{is}
Beispiel für Anstieg bei Erwärmung nach Anlieferung für ungeschützte Kondensatoren der Feuchteklasse *G*

Bei weiteren Änderungen der Temperatur bewegt sich der Isolationswiderstand innerhalb des schraffierten Feldes. Zwischen den Temperaturen +20 °C und +70 °C fällt er etwa um eine Größenordnung ab.

6.2 Isolationswiderstand dichter Kondensatoren für erhöhte Anforderungen

Bei dichten Kondensatoren im Metallgehäuse ist der Isolationswiderstand wesentlich von den Kriechwegen der für die Anschlüsse verwendeten Durchführungen abhängig. Die Mindestwerte der sich für die Kondensatoren ergebenden Isolationswiderstände sind den Bauformblättern zu entnehmen.

Dichte Kondensatoren mit einem Keramikgehäuse sind bei Feuchte- und Staubeinwirkung in bezug auf den Isolationswiderstand den Bauformen mit einem Metallgehäuse überlegen.

7. Eigeninduktivität L_s und Eigenresonanz f_r

Bei hohen Frequenzen treten bei STYROFLEX-Kondensatoren durch die Eigeninduktivität Eigenresonanzen auf, die sich bei der Bemessung von Schaltungen störend bemerkbar machen können. Die Eigeninduktivität wird beeinflußt durch die Anzahl der Zuführungen zu den Elektroden und durch den Wickelaufbau. Alle von Siemens gelieferten STYROFLEX-Kondensatoren sind durch die bifilare Führung der Belagströme, entsprechend DIN 41380, Blatt 3. Absatz 2.3.2.3 (Sept. 1970), oder durch Stirnkontaktierung induktivitätsarm. Sofern in den Bauformblättern nicht besonders angegeben, gilt als Richtwert der Eigeninduktivität 1 nH pro 1 mm Anschlußdraht- bzw. Kondensatorlänge. Durch besondere Maßnahmen kann die Eigeninduktivität für den Kondensator reduziert werden. Stirnkontaktierte Kondensatoren haben besonders kleine Werte.

8. Schirmung

In all denjenigen Anwendungsfällen, in denen der Außenbelag des Kondensators geerdet ist, dient er als Abschirmung. Dies gilt für ungeschützte und für Kondensatoren im Keramikbecher, jedoch nicht für stirnkontaktierte Bauformen mit kleinen Nennkapazitäten.

Bei freitragenden Kondensatoren in einem Metallbecher ist der Außenbelag mit dem Metallgehäuse verbunden; es liegen somit die gleichen Verhältnisse wie bei ungeschützten Kondensatoren vor. Der Anschluß für den Außenbelag (und evtl. den Metallbecher) ist durch einen Farbring oder ein Symbol gekennzeichnet.

Kondensatoren in einem Bechergehäuse, das galvanisch nicht mit einem Belag verbunden ist, haben zwischen diesem meist geerdeten Gehäuse und dem gekennzeichneten Belag eine Schirmkapazität, die evtl. bei der Bemessung von Schaltungen zu berücksichtigen ist.

9. Kopplungskapazität

In Anwendungsfällen, in denen es auf eine niedrige Kapazität des Außenbelages gegen Erde bzw. zu benachbarten Bauelementen (Kopplungskapazität) ankommt, sind entweder ungeschützte kleine Bauformen oder, bei erhöhten Anforderungen an die Konstanz der Kapazität, Bauformen in Keramikbechern zu empfehlen. Ferner kann die Kopplungskapazität durch konstruktive Maßnahmen beim Einbau des Kondensators verringert werden.

Zur Vermeidung von Streukapazitäten können Bauformen in Metallbechern mit getrenntem Erdanschluß verwendet werden.

10. Schüttel- und Stoßfestigkeit

Die Schüttel- und Stoßfestigkeit der Kondensatoren wird nach DIN 40046, Blatt 8, Mai 1968 ermittelt. Freitragende Kondensatoren sind hierzu mit 6 mm langen geraden Anschlußenden einzuspannen oder einzulöten. Sie werden nacheinander in drei aufeinander senkrecht stehenden Achsen geschüttelt. Falls in den B-Blättern keine abweichenden Angaben gemacht sind.

erfolgt die Schüttelbeanspruchung nach DIN 40046 bzw. IEC, Publ. 68-2-6 (1970), Prüfung Fc, Schwingen, 3×30 Minuten bei 10···55 Hz mit einer Sinusauslenkung von 0,35 mm. Das entspricht einer maximalen Beschleunigung von 49 m/s² (5 g).

11. Lötbedingungen für den Anwender

Das aus dem Kunststoff STYROFLEX bestehende Dielektrikum bestimmt die obere Grenztemperatur der KS-Kondensatoren. Erwärmung über diese Grenztemperatur führt zu einer Beeinflussung des Kunststoffes und damit der elektrischen Daten des Kondensators. Übermäßige Wärmebelastung kann zur Zerstörung des Kondensators führen.

Bei jedem Lötvorgang fließt Wärme über die zu lötenden Anschlußdrähte in den Wickel. Durch konstruktive Maßnahmen ist dafür Sorge getragen, daß die Beeinflussung des Kondensators durch die zufließende Wärme möglichst klein gehalten wird.

12. Zuverlässigkeit (nach DIN 40040, Februar 1973)

Die Zuverlässigkeit eines Bauelementes wird bestimmt durch die nach einer festgelegten Zeit wahrscheinlich zu erwartenden Ausfälle in einem genügend großen Kollektiv. In den Erläuterungen zu DIN 40040 werden die früheren Begriffe Betriebszuverlässigkeit und Nennzuverlässigkeit durch den neuen Begriff Bezugszuverlässigkeit ersetzt.

Angaben zur Betriebszuverlässigkeit und zum Ausfallsatz werden in den STYROFLEX-Bauformblättern nur für Kondensatoren für erhöhte Anforderungen gemacht.

12.1 Bezugszuverlässigkeit

Die Bezugszuverlässigkeit ist die Zuverlässigkeit für eine besonders definierte Beanspruchung (Bezugsbeanspruchung).

Unter Absatz 3.4 der erwähnten DIN-Vorschrift werden u.a. folgende Parameter der Bezugsbeanspruchung zugrunde gelegt:

Umgebungstemperatur: 40 °C
relative Luftfeuchte: 65%

Dabei ist Anhang 2 der DIN 40040, Seite 7, zu berücksichtigen. Hier sind Diagramme für eine reduzierte relative Feuchte bei Temperaturen über der Raumtemperatur aufgeführt.

Als Werte für die Zuverlässigkeit werden der Ausfallquotient (Abs. 16.2) und die Beanspruchungsdauer (Abs. 16.3) genannt. Das Produkt hieraus ist der Ausfallsatz (Abs. 16.4).

12.2 Ausfallquotient

Der Ausfallquotient bedeutet:

Ausfälle in je 10^9 Bauelementestunden für ein genügend großes Kollektiv bei Nennbeanspruchung und definierter Beanspruchungsdauer.

Der Ausfallquotient ist im 4. und 5. Kennbuchstaben verschlüsselt (siehe Beispiel Seite 402).

12.2.1 Ausfallkriterien

für STYROFLEX-Kondensatoren werden folgende Ausfallkriterien zugrunde gelegt:

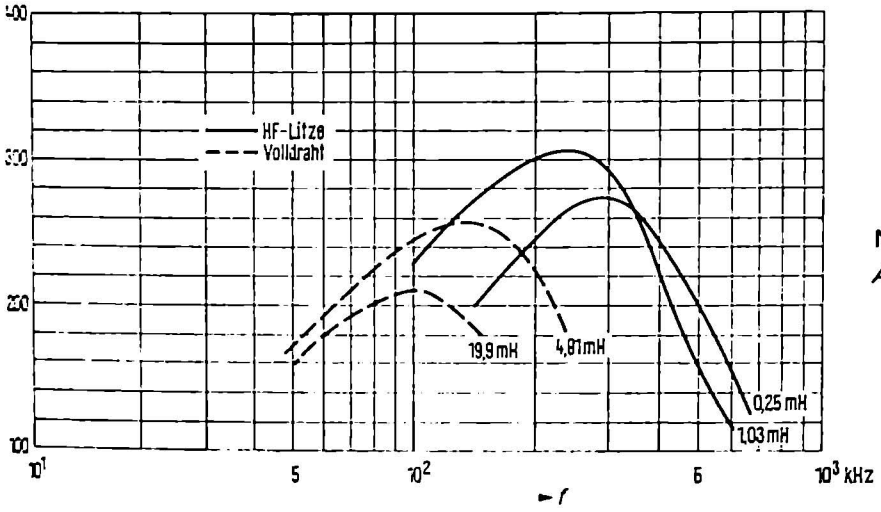
Vollausfall:

Unterbrechung
Kurzschluß

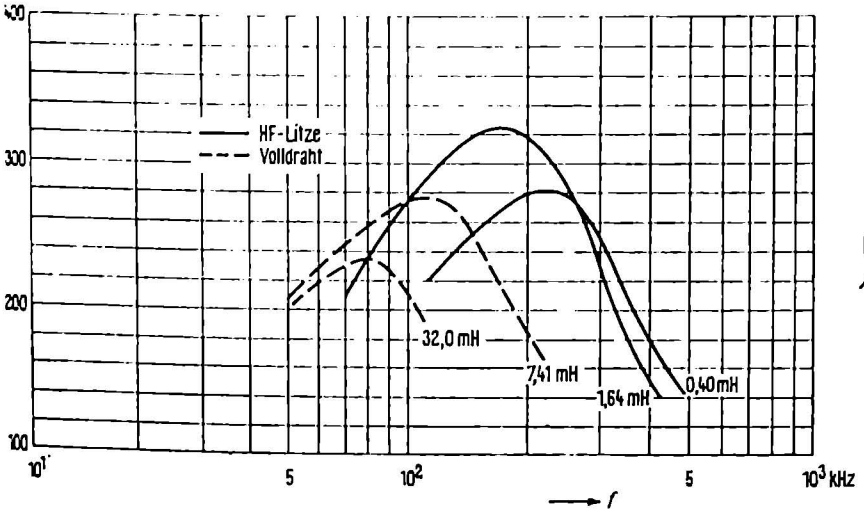
Gütekurven; Werkstoff N 28

L (mH) für A_L = 100 nH	L (mH) für A_L = 160 nH	Windungen	Draht, HF-Litze	Anzahl der Kammern
19,9	32,0	450	0,07 CuL	1
4,91	7,41	250	0,1 CuL	1
1,03	1,64	100	1×12×0,04 CuL	1
0,25	0,40	50	1×15×0,04 CuLS	1

Induktion im Kern
$\hat{B} < 3$ mT



N 28 (Richtwerte)
A_L = 100 nH



N 28 (Richtwerte)
A_L = 160 nH

17.3. Transfluxoren

Aufbau

Transfluxoren sind Magnetkerne aus Rechteck-Ferriten in plattenförmiger Ausführung mit mehreren nach bestimmten Richtlinien bemessenen Durchbrüchen unterschiedlicher Größe. Dadurch bestehen mehrere unmittelbar miteinander gekoppelte magnetische Kreise mit verschiedenen Weglängen und Querschnitten. Die äußere Formgebung ist neben den magnetischen Eigenschaften des Ferritmaterials maßgebend für die elektrische Wirkungsweise und Verwendungsmöglichkeit des Transfluxors.

Anwendungen und Vorzüge

Transfluxoren können sowohl in Digital- als auch in Analog-Schaltungen angewendet werden, z. B.

als Speicherelemente für Informationen, die beliebig oft abgefragt werden können, ohne daß diese dabei zerstört werden,

als Schaltelemente in Logik-Schaltungen und Schieberegistern. Gegenüber Schaltungen mit Schaltringkernen kann dabei die Anzahl der Kerne oder der Aufwand in den Koppelschaltungen zwischen den einzelnen Stufen oft verringert werden. Der Informationsinhalt jedes Kernes kann ständig abgefragt und angezeigt werden,

als kontaktfreie Schalter in Steuer- und Regelkreisen,

als Variometer, dessen übertragbare Leistung durch einmalige Impulse geändert wird und dann – entgegen der sonst üblichen Ausführung mit Gleichstromvormagnetisierung – ohne weiteren Stromaufwand unverändert bleibt,

als Magnetverstärker, bei dem das Übertragungsmaß zwischen zwei Wicklungen mit Hilfe einer Steuerwicklung variiert werden kann,

als Integrierverstärker, bei dem die Ausgangsspannung linear vom Zeitintegral der in die Eingangswicklung gegebenen Spannungsimpulse abhängt. Der besondere Vorteil gegenüber gebräuchlichen Integrierverstärkern mit kapazitiven Speichern liegt darin, daß jeder Integrationszustand beliebig lange gespeichert bleibt, d. h., die zeitliche Folge der zu integrierenden Impulse an keine untere Grenzfrequenz gebunden ist.

Weitere Beschreibungen über Anwendungen und Eigenschaften:
Langer/Schmitt, Rechteckferritkerne, Siemens-Fachbuch.

Meßbedingungen

Die zu messenden Kerne werden mit den für die verschiedenen Prüf-Durchflutungen und die Erzeugung der Ausgangsspannung erforderlichen Wicklungen versehen. Anzahl und Anordnung der Wicklungen gehen aus dem jeweiligen Wicklungsschema hervor. Die darin eingetragenen Bezeichnungen haben folgende Bedeutung:

I_{t1} = Strom, n_{t1} = Windungszahl der Treiberwicklung Phase 1,
I_{t2} = Strom, n_{t2} = Windungszahl der Treiberwicklung Phase 2,
I_b = Strom, n_b = Windungszahl der Blockierwicklung,
I_e = Strom, n_e = Windungszahl der Einstellwicklung,
U_a = Spannung, n_a = Windungszahl der Ausgangswicklung.

Änderungsausfall:

Zeitliche Inkonstanz:	$> 3i_z$ (B-Blatt-Richtwert)
Verlustfaktor:	$> 2 \tan \delta$ (B-Blatt-Richtwert)
Isolationswiderstand:	Kleiner als die Hälfte der Werte, die nach DIN 41380, Blatt 3 Abs. 3.9 während 2jähriger Lagerung zugelassen sind.

12.3 Beanspruchungsdauer

Die Beanspruchungsdauer ist die Summe aus:

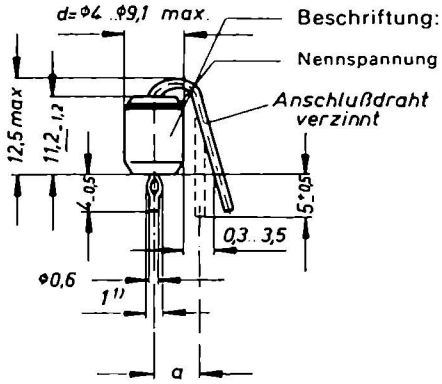
Betriebszeiten
Betriebspausenzeiten
Lager-Meß- und Prüfzeiten beim Anwender
Transportzeiten

12.4 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist das Verhältnis aus der Anzahl der ausgefallenen zur Gesamtzahl der Bauelemente und gilt nur für die hierzu angegebene Beanspruchungsdauer. Er ist das Produkt von Ausfallquotient und Beanspruchungsdauer.

Der in den Bauformblättern genannte Wert ist ein Mittelwert, der bei Untersuchungen an einer genügend großen Zahl von Bauelementen nicht überschritten wurde.

Nach DIN 44126, Blatt 2; für allgemeine Anforderungen
Anwendungsklasse: HSG (–25 bis +70 °C)
Nennspannung: 63 V–, 160 V–



Außer für allgemeine Anwendungen ist der Kondensator durch kleinen Verlustfaktor und hohe zeitliche Konstanz besonders geeignet als Schwingkreis-Kondensator in HF- und ZF-Filtern. Konstanter negativer Temperaturbeiwert. Der Kondensator ist bis –25 °C anzuwenden (DIN 44126: „JSG" –10 °C). Die entsprechenden Bauformen für freitragenden Aufbau sind B 31063 und für Temperaturen bis 85 °C Polypropylenkondensatoren B 33063/64.

					DIN 44126 Bl.2		nicht DIN	
Nennspannung U_N bei 40 °C					63 V–		160 V–	
Kennziffer für Sachnummer					5		1	
Farbring					gelb		rot	
Nennkapazität C_N *					Abmessungen 2)			
pF	Toleranz				d_{max}	a	d_{max}	a
10 bis 20	± 1 pF ≙ F				4	2,5		
22 bis 30								
33 bis 39							5,5	3,3
43 bis 56					4,5	2,8		
62 bis 100								
110 bis 330								
360 bis 470	± 2,5% ≙ H	± 5% ≙ J	±10% ≙ K	±20% ≙ M			5,8	3,4
510 bis 680							6,2	3,6
750 bis 1000					4,7	2,9	6,8	3,9
1100 bis 1500					5,2	3,1		
1600 bis 2200					5,8	3,4	7,7	4,4
2400 bis 3300					6,7	3,9	9,1	5,1
3600 bis 4700					7,7	4,4		

*) Lieferbar ist das 1-, 10- oder 100-fache der Kapazitätswerte der Reihe
E 24: 10 11 12 13 15 16 18 20 22 24 27 30 33 36 39 43 47 51 56 62 68 75 82 91

1) Geeignet für Leiterplatten mit Lochdurchmesser 0,9
2) Die Maßangaben gelten für den jeweils größten Kapazitätswert. Die Maximalwerte der Durchmesser für kleinere Kapazitätswerte können interpoliert werden.

Bezeichnungsbeispiel nach DIN 44126, Bl. 2:

KS Kondensator **B 330/2,5/63 DIN 44126**

Nach DIN 44126, Bl. 2 C_N Tol U_N Art

Bestellbeispiel: **B 31363-A5331-H**

Bauform

Entwicklungsstand, bisher nur A

Nennspannung (5 ≙ 63 V–) (U_N)

(C_N)

(Tol)

Kapazitätstoleranz H ≙ ±2,5%)

Nennkapazität
(331 ≙ 33 · 10^1 pF = 330 pF)

Nennspannung U_N		63	160	V–
Dauergrenzspannung U_g	bis 40 °C bei 60 °C bei 70 °C	63 57 50	160 145 130	V V V
Zulässige effektive Sinuswechselspannung $U\sim$	bis 40 °C bei 60 °C bei 70 °C	25 23 20	65 60 51	V~ V~ V~
Temperatur-Beiwert der Kapazität α_C[1] in 10^{-6}/°C	–(100 bis 250) · 10^{-6}/°C		–(100 bis 200) · 10^{-6}/°C	
Isolationswiderstand R_{is} a) Mindestanlieferungswert nach Lagerung gemäß Anwendungsklasse HSG 98% der Kondensatoren 2% der Kondensatoren b) Untere Grenze des Zentralwertes für klimatische Prüfbedingungen nach DIN 40046, Entw. Aug. 73, Blatt 2	 100 MΩ 10 MΩ 200000 MΩ		 100000 MΩ 5000 MΩ 200000 MΩ	
Zeitliche Inkonstanz der Kapazität i_z bei Anwendung im Klima HSG in einem Zeitraum von 2 Jahren	≤0,5% + 0,4 pF		≤0,2% + 0,4 pF	
Anwendungsklasse nach DIN 40040, 2.73	H[2]) S G –25 bis +70 °C ≤65% mittlere relative Feuchte 85% 60 Tage im Jahr 75% an den übrigen Tagen			
Strombelastbarkeit I_{max}	0,5 A			
Feuchte-Beiwert der Kapazität β_c	+(60 bis 200) · 10^{-6} je % Zunahme der relativen Feuchte			
Verlustfaktor tan δ	Richtwerte in 10^{-3} bei 23 °C und relativer Feuchte ≤50%			

Nennkapazität	100 pF	1000 pF	4700 pF
0,1 bis 10 kHz	0,2	0,2	0,2
100 kHz	0,2	0,2	0,2
1000 kHz	0,4	1,0	—

[1]) Richtwerte für $C > 100$ pF

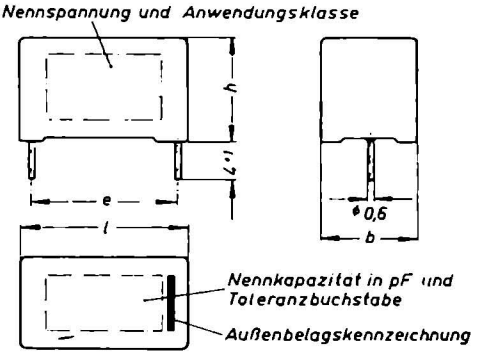
[2]) DIN 44126 Bl. 2 sieht hier Anwendungsklasse JSG (–10 °C) vor.

Kunststoffbecher, steckbar; stirnkontaktiert, vergossen; für erhöhte Anforderungen;

in Anlehnung an DIN 41392, Entwurf 2.73

Anwendungsklasse: GSF (−40···+70 °C)

Nennspannung: U_N = 63 V–, 160 V–



l	e
12,5	10 ± 0,2
17,5	15 ± 0,2

Mit Gießharz vergossener Kondensator im Rechteckbecher. Durch kleinen Verlustfaktor, kleine Eigeninduktivität (Stirnkontaktierung), hohe Konstanz und geringen Ausfallsatz während der genannten Betriebsbrauchbarkeitsdauer besonders geeignet als Schwingkreis-Kondensator in HF-, ZF- und Trägerfrequenzfiltern sowie für Impulsschaltungen in Datenverarbeitungsanlagen. Zur besseren Lötbarkeit ist das Gehäuse mit Abstandsfüßchen versehen: Die Lötbedingungen nach B 31002, Abs. 14 sind zu beachten. Die äußeren Abmessungen und ihre Toleranzen sind so festgelegt, daß bei möglichst hoher spezifischer Kapazität in den üblichen Rastern eine dichte Packung gewährleistet ist. Die Abstufungen in der Höhe sind üblichen Einschubhöhen angepaßt. Das mit Epoxydharz vergossene Kunststoffgehäuse gewährleistet Feuchteschutz nach Anwendungsklasse F.

Nennspannung bei 40 °C	63 V–			160 V–	
Ausführung		neu	Nicht für Neuanwendung		
Bauform	B 31521-B5	B 31521-J5	B 31521-B5	Bauform	B 31521-B1
Nennkapazität C_N in pF	Abmessungen $b \times l \times h$			Nennkapazität C_N in pF	Abmessungen $b \times l \times h$
	Rastermaß e = 10				
> 1500 bis 2260	5×12,5×7,2			330 bis 1500	5×12,5×7,2
> 2260 bis 4000		7,5×12,5×7	5×12,5×7,2		
> 4000 bis 9530	7,5×12,5×10			> 1500 bis 6000	7,5×12,5×10[2]
> 9530 bis 14000		10×12,5×11,5[1]	7,5×12,5×10		
> 14000 bis 20500	10×12,5×11,5			> 6000 bis 12000	10×12,5×11,5
> 20500 bis 25000		10×17,5×11,5[3]	10×12,5×11,5		
> 25000 bis 35200	10×17,5×11,5[3]	Rastermaß e = 15			
> 35200 bis 42000			10×17,5×11,5	> 12000 bis 19000	10×17,5×11,5

[1]) Für 9530 bis 12100 pF liegen einige Abmessungen über denen von DIN 41392
[2]) Für 6000 bis 6040 pF liegen einige Abmessungen über denen von DIN 41392
[3]) Für 20500 bis 25500 liegen einige Abmessungen und das Rastermaß über den Abmessungen von DIN 41392

Toleranzen ± 5% = J ± 2,5% = H ±1% = F

Bezeichnungsbeispiel nach DIN 41392: KS-Kondensator 4640/1/63 DIN 41392

C_N Tol U_N Bauform

Bestellbeispiel: B 31521-B 5462-F 400

Bauform — (Art)

Entwicklungsstand

Nennspannung (5 ≙ 63 V–) — (U_N)

Füllstelle

(Tol) — Kapazitätstoleranz (F ≙ ± 1%)

(C_N) — Nennkapazität (462 – • 40 ≙ 46,40 · 10^2 pF = 4640 pF)

Nennspannung U_N bei 40 °C		63	160	V–
Dauergrenzspannung U_g	bis 40 °C	63	160	V
	bei 60 °C	57	144	V
	bei 70 °C	51	128	V
Zulässige effektive Sinuswechselspannung $U\sim$	bis 40 °C	25	64	V~
	bei 60 °C	23	58	V~
	bei 70 °C	20	51	V~
Strombelastbarkeit I_{max}	1 A			

Prüfklasse nach IEC-Publikation 275: 40 / 070 / 21

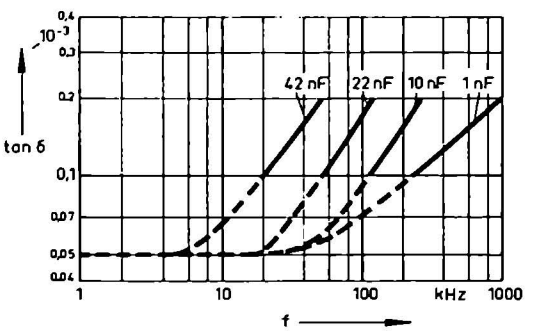
Prüftemperatur: –40 °C +70 °C +40 °C

Prüfdauer: 2 h 16 h 21 Tage (bei 93% relativer Feuchte)

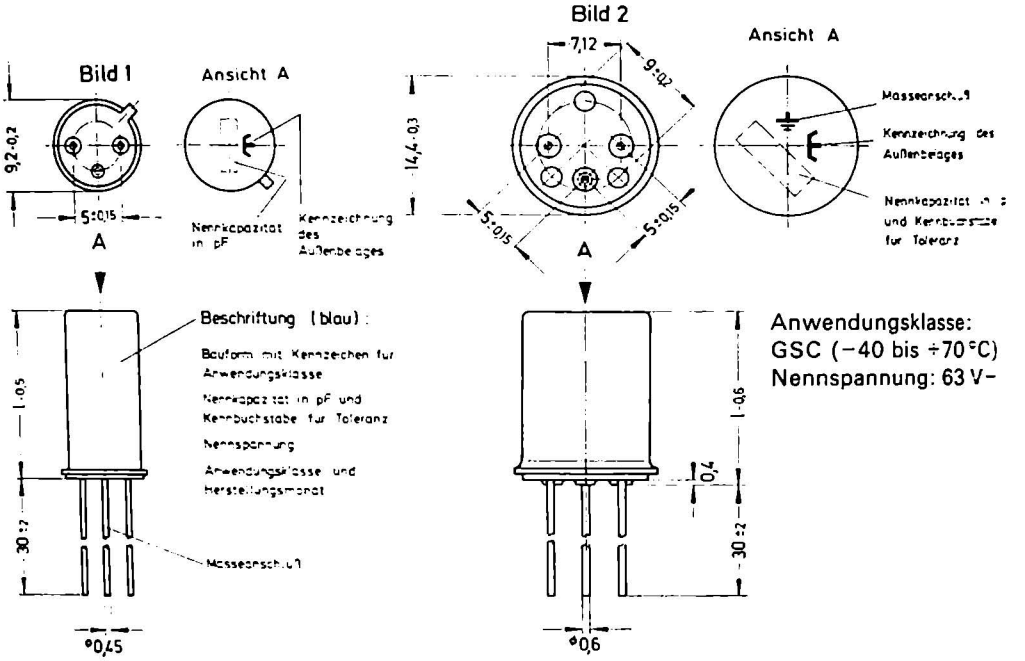
Nach diesen Prüfungen entsprechen die elektrischen Werte den Bedingungen von DIN 41393

Anwendungsklasse und Bezugszuverlässigkeit nach DIN 40040, 2.73	G	S	F	K	R	für Dauergrenzspannung U_g
untere Grenztemperatur:	–40 °C					
obere Grenztemperatur:		+70 °C				
Feuchtebeanspruchung Jahresmittel der relativen Feuchte			≤ 75%			
30 Tage im Jahr			95%			
an den übrigen Tagen			85%			
Ausfallquotient: Ausfälle je 10^9 Bauelementestunden				100		
Beanspruchungsdauer					10^5 h	
Ausfallsatz					100 × 10^{-9} × 10^5 = 1%	

für Kleinspannung 12 V	G	S	F	–	R
				50	
					10^6 h
					50 × 10^{-9} × 10^5 = 0,5%

Verlustfaktor tan ϑ in Abhängigkeit von der Frequenz Richtwerte gemessen bei 23 °C und relativer Feuchte ≤ 50%	
Eigeninduktivität	≈ 10 nH unmittelbar am Austritt der Anschlußdrähte gemessen
Schüttelfestigkeit Prüfung F_C: Schwingen Teilprüfung B1 nach DIN 40046, Blatt 8 (7.70) und IEC-Publikation 68-2-6 „Vibration", Ausg. 1970	Beanspruchungsdauer: 3 · 120 Minuten Frequenzbereich: 10···55 Hz Auslenkung: 0,75 mm (entspricht max. 98,1 m/s² bzw. 10 g)
Zeitliche Inkonstanz $\lvert i_z \rvert$	< 0,2% + 0,4 pF

Dichter Metallbecher; Zinnfolien mit Stirnkontaktierung; für erhöhte Anforderungen



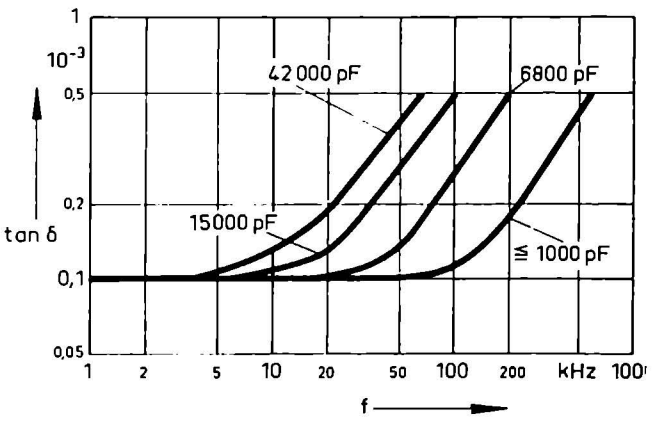
Eng tolerierter, dichter, feuchtegeschützter Kondensator. Durch kleinen Verlustfaktor, kleine Eigeninduktivität (Stirnkontaktierung für $C > 500$ pF), hohe Konstanz und geringen Ausfallsatz während der genannten Betriebsbrauchbarkeitsdauer besonders geeignet als Meß- und Schwingkreiskondensator für hochwertige ZF- und Trägerfrequenzfilter. Schirmung durch Erdung des Gehäuses, konstanter negativer Temperaturbeiwert.

Nennspannung U_N bis 70 °C				63 V–		
Nennkapazität pF	Toleranz			$d \times l$	Bauformnummer	Bild
50 bis 100					B 31662-J5	
> 100 bis 1000			± 5% ≙ J	9,2×14		1
> 1000 bis 6800					B 31663-J5	
> 6800 bis 15000	± 1% ≙ F	± 2% ≙ G		9,2×19	B 31664-J5	
> 6800 bis 14000				14,4×14	B 31665-J5	
> 14000 bis 42000				14,4×19	B 31666-J5	
100 bis 150				14,4×14	B 31667-J5	
> 150 bis 6800	± 0,5% ≙ D					2
> 6800 bis 15000				14,4×19	B 31668-J5	
100 bis 12000	± 1% ≙ F	± 2% ≙ G	± 5% ≙ J		B 31669-J5	

STYROFLEX®-Kondensatoren (KS) B 31662···B 31669

Bestellbeispiel: **B31665-J5103-F200**

- Bauform
- Entwicklungsstand, gleichzeitig Angabe des Temperaturbereiches ($J \triangleq$ -40 bis +70 °C)
- Nennspannung (5 ≙ 63 V–)
- Nennkapazität (103– • 20 ≙ 10,20 · 10^3 pF = 10200 pF)
- Kapazitätstoleranz ($F \triangleq \pm 1\%$)
- Füllstelle (die letzten 3 Stellen entfallen, wenn alle „0" sind).

Dauergrenzspannung U_g	63 V bis 70 °C
Zulässige effektive Sinuswechselspannung $U\sim$ bis 70 °C	32 V~ für B 31662 bis B 31668 40 V~ für B 31669
Strombelastbarkeit I_{max}	2,0 A für Kondensatoren mit d = 9,2 (Bild 1) 2,5 A für Kondensatoren mit d = 14,4 (Bild 2)
Temperatur-Beiwert der Kapazität α_c [1]	B 31662, B 31663, B 31664, B 31667: –(70 bis 120) · 10^{-6}/°C B 31665, B 31666, B 31669: –(100 bis 150) · 10^{-6}/°C
Isolationswiderstand R_{is}	≳ 1000 MΩ (Richtwert)
Verlustfaktor tan δ in Abhängigkeit von der Frequenz. Richtwerte gemessen bei 23 °C und relativer Feuchte ≦ 50%. Die Meßaufnahme ist ohne freien Draht mit dem Kondensator verbunden (Richtwerte)	

[1]) Bei B 31662 bis B 31669 für Kapazitätswerte C ≳ 250 pF jedoch bei B 31667 C ≧ 650 pF

Anwendungsklasse nach DIN 40040, 2.73	G S C – 40 bis +70 °C ≧ 95% – mittlere relative Feuchte 100% Höchstwert Betauung zugelassen	
Zuverlässigkeit[1]) bei 0 bis 60 °C **Ausfallquotient**	für U_0	für 12 V–
Ausfälle je 10^9	155	77
Bauelementestunden **Betriebsbrauchbarkeitsdauer**	$1{,}3 \cdot 10^5$ h	$1{,}3 \cdot 10^5$ h
Ausfallsatz	$155 \cdot 10^{-9} \cdot 1{,}3 \cdot 10^5 = 2\%$	$77 \cdot 10^{-9} \cdot 1{,}3 \cdot 10^5 = 1\%$
zeitliche Inkonstanz der Kapazität $\lvert i_z \rvert$		
bei Anwendungsklasse	< 0,2% + 0,4 pF	
bei 0 bis 60 °C	< 0,1% + 0,4 pF	

[1]) Bei B 31662 bis B 31669 für Kapazitätswerte $C \geqq 250$ pF, jedoch bei B 31667 C ≧ 650 pF

Keramik-Kondensatoren

10. Keramik-Kondensatoren

10.1. Allgemeine technische Angaben

1. Allgemeines

Der Begriff Keramikkondensatoren umfaßt eine große Gruppe von Kondensatoren mit unterschiedlichen Eigenschaften, deren gemeinsames Merkmal die Verwendung von Oxidkeramik als Dielektrikum ist.

Zur Herstellung des keramischen Dielektrikums werden Gemische von Metalloxiden verpreßt und gesintert. Bei den hohen Sintertemperaturen laufen Festkörperreaktionen ab, durch welche sich die gewünschten Kristallstrukturen ausbilden.

Je nach Auswahl und Mischungsverhältnis der Ausgangsstoffe sowie nach Art der Verarbeitung erhält man verschiedenartige Dielektrika.

Es ist zu unterscheiden zwischen NDK-Keramik (NDK = niedrige Dielektrizitätskonstante), aus der Kondensatoren des Typs 1, und HDK-Keramik (HDK = hohe Dielektrizitätskonstante), aus der Kondensatoren des Typs 2 hergestellt werden.

NDK-Keramik Typ 1 hat Werte der Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon = 13 \cdots 470$ mit Verlustfaktor $\tan\delta$ im Bereich von $5 \cdot 10^{-3}$. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur ist praktisch linear, der Temperaturbeiwert α_C konstant.

HDK-Keramik Typ 2 hat große Werte der Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon = 700 \cdots 50000$ (kleines Volumen der Kondensatoren). Der Verlustfaktor $\tan\delta$ liegt im Bereich von $10 \cdots 45 \cdot 10^{-3}$. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur ist nicht linear.

Als weitere Kondensatorenart gibt es sogenannte Sperrschichtkondensatoren. Im Gegensatz zu den oben erwähnten Keramikwerkstoffen bestehen diese Siemens Niedervoltkeramik-Kondensatoren Typ 3(SNK) aus reduziertem und dadurch leitend gemachtem Bariumtitanat auf dessen Oberfläche durch Oxidation eine sehr dünne Sperrschicht erzeugt wird, die das Dielektrikum darstellt.

2. Einteilung der Keramik-Kondensatoren

Die unterschiedlichen Keramikwerkstoffe und die gute Verformbarkeit des Materials erlauben sehr differenzierte Bauformen. Eine Gliederung kann nach verschiedenen Gesichtspunkten erfolgen. Wir beschreiben in den folgenden Abschnitten die Kondensatoren nach den für den Anwender wesentlichen Merkmalen:

2.1 Keramikarten
2.2 Aufbau und Anschlußarten
2.3 Elektrische Anwendung und HF-Belastbarkeit
2.4 Anwendungs- und Prüfklassen

2.1 Keramikarten

Wie bereits im einleitenden Absatz erwähnt, kann zwischen drei Keramikgruppen gewählt werden. Falls ein vorgeschriebener Temperaturbeiwert eingehalten werden muß oder Werte von $\tan\delta < 0{,}8 \cdot 10^{-3}$ verlangt werden, ist NDK-Keramik Typ 1 zu verwenden.

Bei HDK-Keramik-Kondensatoren Typ 2 liegt der Verlustfaktor $\tan\delta$ etwa im Bereich von $(10 \cdots 40) \cdot 10^{-3}$. HDK-Kondensatoren Typ 2 und Typ 3 haben durch ihr hohes ε ein relativ kleines Volumen. Die Temperaturabhängigkeit der Kapazität ist nicht linear und der Verlustfaktor ist größer als bei NDK-Keramik Typ 1.

Es ist je nach zur Verfügung stehendem Volumen und elektrischen Eigenschaften ein Kompromiß zu schließen.

Die Bauformblätter sind nach konstruktiven Gesichtspunkten geordnet; auf jedem Blatt sind die verfügbaren Keramikwerkstoffe angegeben.

2.1.1 NDK Kondensatoren Typ 1 $\tan\delta \approx 0{,}5\times10^{-3}$

Diese Kondensatoren mit niedriger Dielektrizitätskonstante (NDK) haben eine hohe Kapazitätsstabilität. Sie sind besonders geeignet für den Einsatz in frequenzstabilen Schwingkreisen zur Kompensation des Temperaturbeiwertes. Aus der Benennung der Keramikwerkstoffe ist der Temperaturbeiwert abzulesen. Es bedeutet zum Beispiel:

P 100 ein Keramikwerkstoff mit positivem $\alpha_C = +\ 100 \cdot 10^{-6}/°C$ und

N 1500 ein Keramikwerkstoff mit negativem $\alpha_C = -\ 1500 \cdot 10^{-6}/°C$

Das Volumen eines Kondensators mit fest gewählter Nennkapazität nimmt mit ansteigendem negativem Temperaturbeiwert ab.

Die Temperaturabhängigkeit der Kapazität ist weitgehend linear. Das Maß dafür ist der angegebene Temperaturbeiwert α_C. Er ist der Materialtabelle auf Seite 422 zu entnehmen. Die Kapazitätsänderung $\Delta C/C_{25}$ in Abhängigkeit von der Temperatur ist in den entsprechenden Diagrammen angegeben. Die Grenz- und Mittelwerte des tan δ für diese Keramikwerkstoffe sind in der Materialtabelle auf Seite 422 dargestellt. Die Abhängigkeit des tan δ von der Temperatur und der Frequenz finden Sie in den Diagrammen auf Seite 424. Kondensatoren des Typs 1 (NDK) zeigen keine Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung, haben einen hohen Isolationswiderstand und i.a. enge Kapazitätstoleranzen. Je nach geforderter Toleranz des Temperaturbeiwertes α_C kann jeder Keramikwerkstoff in den beiden folgenden Untergruppen geliefert werden.

NDK-Kondensatoren Typ 1 A

Kondensatoren mit eingeengter Toleranz des Temperaturbeiwertes α_C, speziell für hochwertige Oszillatoren und Filter.

NDK Kondensatoren Typ 1 B

Kondensatoren mit normalen Toleranzen des Temperaturbeiwertes.

2.1.2 HDK-Kondensatoren Typ 2 $\tan\delta \approx 15 \cdot 10^{-3}$

Diese Kondensatoren mit hoher Dielektrizitätskonstante (HDK) sind besonders geeignet für Kopplungs- und Siebzwecke. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur im zugelassenen Temperaturbereich ist nicht linear und kann Minima und Maxima durchlaufen. Aus der Bezeichnung der Keramikwerkstoffe ist die Dielektrizitätskonstante ε abzulesen. Für den Werkstoff S 700 beträgt $\varepsilon \approx 700$ und für den Werkstoff S 50000 beträgt $\varepsilon \approx 50000$. Diese im Vergleich zu NDK-Werkstoffen hohen ε-Werte erlauben es, große Kapazitäten auf kleinem Raum unterzubringen.

2.1.3 SNK Typ 3 Siemens Niedervolt-Keramik $\tan\delta \approx 50 \cdot 10^{-3}$

Für Spezialanwendung in Geräten mit kleinen Betriebsspannungen ($U_N \leqslant 30\,V-$), bei denen nur geringe Anforderungen an die Abhängigkeit der Kapazität von Temperatur, Frequenz, Spannung sowie an den Isolationswiderstand gestellt werden, jedoch extrem große Kapazitätswerte auf kleinem Raum notwendig sind, eignen sich die SNK-Kondensatoren. Die elektrischen Werte sind den Bauformblättern Seite 435 zu entnehmen.

2.2 Gruppierung nach Aufbau und Anschlußarten

Die Bauformblätter für Keramik-Kondensatoren B 36010 ··· B 36099 sind nach konstruktiven Gesichtspunkten geordnet. Für die Gruppierung der bisher üblichen Keramik-Kondensatoren wurden in DIN 41930 neue Kurzzeichen (4 große Buchstaben) festgelegt, die wir übernommen haben. Folgende Gruppen sind zu unterscheiden:

Rohrkondensatoren RD••

Standkondensatoren (Halmkondensatoren) HD••

Durchführungskondensatoren D••,• B•••

Bypass-Kondensatoren RFZL 4 (B 36037), DFNK 3×8

Flachkondensatoren ZDG• und ZDH• sowie ZZG•

Vielschichtkondensatoren KEFQ und KDP•

Eine Vielzahl von dünnen Keramikschichten ist hier zu einem Keramikkondensator zusammengesintert und an zwei gegenüberliegenden Seiten des quaderförmigen Blockes kontaktiert. Je nach Ausführung unterscheidet man:

Kopplungskondensatoren für 400 V~

Diese Kondensatoren sind Sonderbauformen normaler Rohr- und Scheibenkondensatoren mit erhöhter Wandstärke und verbesserter Isolation. Sie entsprechen VDE 0560, Teil 2/5.70.

Scheibenkondensatoren

Keramik-Scheibenkondensatoren werden in unterschiedlichen Formen und Größen hergestellt. Besonders raumsparend sind die Ausführungen mit rechteckigen Scheiben.

2.3 Gruppierung nach elektrischer Anwendung und Belastung

Viele Kondensatorbauformen sind in mehreren Nennspannungen lieferbar. Außerdem unterscheidet man je nach Anwendungsfall folgende Arten:

2.3.1 Schwingkreiskondensatoren

Als Schwingkreiskondensatoren sind alle Keramikkondensatoren aus Keramik 1 A und 1 B geeignet. Die frequenzbestimmenden Schwingkreise von Oszillatoren und Filtern müssen bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz temperaturkompensiert sein.

Die Temperaturkompensation geht in der Weise vor sich, daß der (meist positive) Temperaturbeiwert einer Schwingkreisinduktivität durch einen Kondensator mit einem entsprechenden negativen Temperaturbeiwert α_C ausgeglichen wird.

Die Temperaturbeiwerte sollten in einem möglichst großen Temperaturbereich konstant bleiben. Durch Parallel- und Serienschaltung von Typ 1-Kondensatoren kann praktisch jeder Temperaturbeiwert zwischen $\alpha_C = +100 \cdot 10^{-6}/°C$ und $-1500 \cdot 10^{-6}/°C$ erreicht werden.
Es werden folgende Gruppen von Schwingkreiskondensatoren unterschieden:

Kondensatoren aus Keramik 1 A mit eingeengtem Temperaturbeiwert RDP•

Diese Kondensatoren werden ausschließlich in Rohrform vornehmlich in HF-Filterschaltungen mit hohen Anforderungen an die Temperaturkompensation eingesetzt.

Kondensatoren aus Keramik 1 B

Diese normale Ausführung ist in allen üblichen Bauformen lieferbar.

Kondensatoren aus Keramik 1 A oder Keramik 1 B mit erhöhter Kurzzeitkonstanz

Insbesondere in HF-Oszillatorschaltungen, bei denen kurzzeitige Sprünge der Oszillatorfrequenz durch sehr geringe Kapazitätsänderungen des Keramikkondensators (geringer als 10^{-4}, C_N) nicht zulässig sind, werden diese Kondensatoren eingesetzt (siehe Absatz 3.6). Auch dichte Bauformen (Feuchteklasse C) mit erhöhter Kurzzeitkonstanz sind auf Anfrage lieferbar.

Kondensatoren mit wählbarem Temperaturbeiwert

Bei Mehrfachkondensatoren B 36019 läßt sich durch die Parallelschaltung von Kondensatoren mit unterschiedlichem α_C jeder α_C-Wert zwischen $+100$ und $-1500 \cdot 10^{-6}/°C$ erreichen.

2.3.2 Kondensatoren für Kopplungs- und Siebschaltungen

Für diesen Zweck sind die Kondensatoren aus Keramik Typ 2 und 3, die Durchführungskondensatoren, sowie die Bypass-Kondensatoren aus Keramik Typ 1 und 2 besonders geeignet. Bei Durchführungs- und Bypass-Kondensatoren wird die verkoppelnde Wirkung der Zuleitungsinduktivität aufgehoben.

2.3.3 Impulsanwendungen RDQ• 1,5 ... 7 kV_{ss}

2.3.4 Kopplungskondensatoren für Netzfrequenz 400 V_{eff} SDPT und RDP•

Diese Kondensatoren (früher Berührungsschutzkondensatoren) genügen hohen Sicherheitsanforderungen und werden dann eingesetzt, wenn ein Versagen unmittelbar zu einem elektrischen Schlag führen kann. Sie verbinden unter Spannung stehende Teile eines Gerätes mit berührbaren Metallteilen und entsprechen VDE 0560, Teil 2/5.70, den schwedischen Sicherheitsvorschriften SEMKO 101 und IEC 65-1965. Kopplungskondensatoren können auf Anfrage auch nach der Schweizer SEV-Vorschrift 1016 von 1959 geliefert werden. Ausgeführt werden die Kondensatoren als Scheiben- und Rohrkondensatoren mit parallelen langen Anschlußdrähten.

2.3.5 Hochspannungskondensatoren SDPT 1 und 2 kV

Für Hochspannungsanwendungen werden die oben genannten Scheibenbauformen eingesetzt. Kondensatoren für noch höhere Spannungen können auf Anfrage geliefert werden.

2.3.6 Leistungskondensatoren

Kondensatoren, speziell für HF-Senderbetrieb.

2.4 Gruppierung nach Anwendungs- und Prüfklassen

Die Anwendungs- und Prüfklassen der Keramik-Kondensatoren sind wesentlich durch den Oberflächenschutz bedingt, der durch den 4. Kennbuchstaben der Bezeichnung nach DIN 41930 zum Ausdruck kommt.

Viele Bauformen werden sowohl für allgemeine als auch für erhöhte Anforderungen hergestellt.

2.4.1 Oberfläche der Keramik-Kondensatoren, Anwendungsklassen, Prüfklassen

Für jede Bauform werden die von der Oberflächenart abhängigen Anwendungsklassen nach DIN 40040 angegeben. Eine Zusammenstellung der bei Keramik-Kondensatoren üblichen Anwendungsklassen und der entsprechend zugeordneten Prüfklassen nach DIN 40045 und IEC-Publikation 68-1 ist in der Tabelle auf Seite 421 enthalten.

2.4.2 Allgemeine und erhöhte Anforderungen

Die gebräuchlichsten Keramik-Kondensatoren werden sowohl für allgemeine als auch für erhöhte Anforderungen gefertigt. Die charakteristischen Eigenschaften sind auf getrennten Datenblättern zu finden. In den meisten Fällen folgt die Bauform für erhöhte Anforderungen dem entsprechenden Blatt für allgemeine Anforderungen.

Bauformen mit geringer Betriebsspannung (kleiner Wandstärke) sind meist nur für allgemeine Anforderungen zugelassen. Bauformen mit aufwendigen Armaturen (z. B. einschraubbare Durchführungskondensatoren) sowie Bauformen aus Keramik Typ 1 mit erhöhter Kurzzeitkonstanz sind speziell für erhöhte Anforderungen gedacht. Diese Bauformen werden besonders sorgfältig hergestellt und schärferen Prüfungen unterzogen, bei denen Frühausfälle ausgemerzt werden.

3. Kapazität

3.1 Nennkapazität C_N und Kapazitätsmessung

Die Nennkapazität eines Kondensators ist die Kapazität, für die er bemessen und nach der er benannt ist.

3.2 Temperaturabhängigkeit der Kapazität bei Keramik Typ 1

Die NDK-Kondensatoren aus Keramik Typ 1 haben vom Werkstoff abhängige Temperaturbeiwerte α_C.

Aus der Benennung eines Kondensators ist bereits sein Temperaturbeiwert α_C zu entnehmen. So bedeutet z. B.

P 100 positives $\alpha_C = +100 \cdot 10^{-6}/°C$ oder

N 750 negatives $\alpha_C = -750 \cdot 10^{-6}/°C$

Der Wert α_C wird immer in $10^{-6}/°C$ angegeben (10^{-6} = ppm = parts per million). Bei der Auswahl und Bemessung der Kondensatoren ist zu beachten, daß durch die zugelassene HF-Belastung eine Erwärmung bis 30 °C auftreten kann.

3.3 Temperaturunabhängigkeit der Kapazität bei Keramik Typ 2 und 3

Der Verlauf der Kapazität in Abhängigkeit von der Temperatur ist bei diesen Kondensatoren nicht linear.

3.4 Feldstärkeabhängigkeit der Kapazität

Während bei NDK-Keramik Typ 1 keine Abhängigkeit der Kapazität von der Feldstärke bzw. Spannung festzustellen ist, ergeben sich bei HDK-Keramik Typ 2 und SNK-Werkstoff Typ 3 Abhängigkeiten.

Die Feldstärke für die Nennspannung der einzelnen Kondensatoren ist sowohl von Typ zu Typ als auch für Kondensatoren ein und derselben Bauform für verschiedene Werkstoffe und Kapazitäten unterschiedlich. Sie muß von Fall zu Fall aus den Abmessungen und der Keramikstärke errechnet werden oder ist beim Hersteller zu erfragen.

3.5 Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität von Keramik-Kondensatoren Typ 1 und 2 ist praktisch unabhängig von der Frequenz. Unterhalb der Eigenresonanz der Kondensatoren bewirkt die Eigeninduktivität eine zusätzliche Abnahme des Scheinwiderstandes. Sie wirkt sich wie eine Zunahme der Kapazität aus.

3.6 Zeitliche Inkonstanz i_Z der Kapazität und Alterung

Neben den reversiblen Änderungen unterliegt die Kapazität auch irreversiblen Änderungen. Sie werden unter dem Begriff „Zeitliche Inkonstanz i_Z" zusammengefaßt.

$$i_Z = \frac{\Delta C \cdot 100}{C}$$

Die Werte werden in % angegeben.

3.6.1 Zeitliche Inkonstanz i_Z bei NDK-Keramik Typ 1

Die im Datenbuch angegebenen Werte gelten für Nennkapazitäten $\geqslant$ 50 pF. Sie beziehen sich auf die in den Datenblättern genannte Beanspruchungsdauer. Es handelt sich hierbei um Richtwerte. Häufige und große Temperaturwechsel bis zu den Grenzen der zugelassenen Temperatur und relativen Feuchte können die angegebenen Inkonstanzwerte vergrößern.

DIN 41920, Abs. 2.5.2., Feb. 1965 nennt bei NDK-Keramik für eine Lagerzeit von 5 Jahren:

$i_Z \leqslant 0{,}2\%$ für $C_N \geqslant 100$ pF

$i_Z \leqslant 0{,}2$ pF für $C_N < 100$ pF

Weitere Werte von i_Z werden nach Abschluß von entsprechenden Dauerversuchen in unsere Unterlagen aufgenommen.

3.6.2 Alterung bei HDK-Keramik Typ 2 und 3

Bei den HDK- und SNK-Kondensatoren beginnt nach der letzten Wärmebehandlung in der Fabrikation eine Kapazitätsabnahme annähernd nach einem logarithmischen Gesetz, die auch Alterung genannt wird. Bei einer Erwärmung der Kondensatoren bis über die Curie-Temperatur (Maximum der Kurve $C = f(\vartheta)$) nimmt die Kapazität mehr oder weniger wieder den ursprünglichen Wert an und der Alterungsprozeß beginnt von neuem. Die Kapazitätsänderung je Dekade der Zeit ist für die einzelnen Keramikarten unterschiedlich und kann der nachfolgenden Tabelle entnommen werden.

Richtwerte der Kapazitätsänderung für jede logarithmische Zeit-Dekade

Keramik-Werkstoff	R 700 R 1400 R 3000 SIBATIT H	R 2000	R 4000	R 6000	R 10000	SIBATIT 50000	SNK
C/Co	−2%	−3%	−4%	−5%	−6%	−2%	−4%

3.7 Kurzzeit-Inkonstanz der Kapazität

Die Kapazität C eines normalen Keramik-Kondensators kann sich kurzzeitig sprunghaft in einer Größenordnung von $\pm 10^{-4} \cdot C$ ändern. Dieser Effekt ist bei den meisten Anwendungsfällen unerheblich und kann nur mit sehr empfindlichen Meßgeräten entsprechend IEC-Publ. 108, Abs. 14.6 gemessen werden.

Für hochstabile Oszillatorschaltungen und ähnliche Anwendungen bei Geräten für erhöhte Anforderungen können sprungfeste Sonderbauformen in Typ 1 A oder Typ 1 B geliefert werden, bei denen ein bestimmter Inkonstanz-Grenzwert gewährleistet wird. Folgende Qualitätsstufen sind möglich:

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Stufe 1} & \\ \text{Stufe 2} & \dfrac{\Delta C}{C} \\ \text{Stufe 3} & \end{array}\right\} \begin{array}{l} \leqslant 10^{-4} \cdot C \\ \leqslant 10^{-5} \cdot C \\ \leqslant 10^{-6} \cdot C \end{array}$$

Die Messung der Kurzzeitkonstanz erfolgt bei 1 MHz. Die Kondensatoren sind für eine HF-Spannung von 25 V_{eff} oder für 50 V_{eff} zugelassen. Die Summe aus der zugelassenen HF-Spitzenspannung und einer zusätzlichen Gleichspannung U- darf die Nennspannung U_N = 500 V– nicht überschreiten.

4. Elektrische Belastbarkeit

4.1 Nennspannung U_N

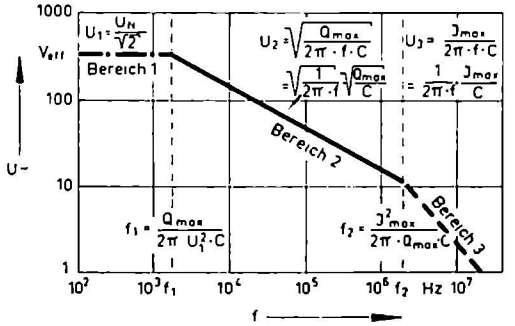
Die Nennspannung von Keramik-Kondensatoren ist gleich ihrer Dauergrenzspannung. Die Dauergrenzspannung ist diejenige Spannung, bis zu der die Kondensatoren innerhalb ihrer Leistungs- und Strombelastbarkeit mit der Summe aus Gleichspannung U-, Wechselspannung U_S und Impulsspitzenspannung U_{SS} belastet werden dürfen.

4.2 Wechselspannungsbelastbarkeit

Die Belastbarkeit eines Kondensators mit Wechselspannung ist von folgenden Eigenschaften und Daten abhängig:

Zulässige Feldstärke für den Keramik-Werkstoff
Verlustfaktor des Keramik-Werkstoffs
Größe der Oberfläche
Maximal zulässiger HF-Strom
Bauform (Möglichkeit zur Wärmeableitung)
Frequenz der HF-Spannung
Kurvenform der HF-Spannung
Umgebungstemperatur

Für jeden Kondensator unterscheidet man 3 Frequenzbereiche für die Wechselspannungsbelastbarkeit. Die Formeln für die Größe der zulässigen Effektivspannungen und für die Grenzen der Bereiche sind im untenstehenden Diagramm angegeben:



Bereich 1 (—·—) In diesem NF-Bereich ist die Spannung U_1 durch die zulässige Feldstärke E begrenzt und beträgt im Allgemeinen $U_N/\sqrt{2}$.

Bereich 2 (———) Oberhalb der Grenzfrequenz f_1 ist die Spannung U_2 durch die zulässige max. Blindleistung Q_{max} begrenzt.

Bereich 3 (– – –) Oberhalb der Grenzfrequenz f_2 ist die Spannung U_3 durch den zulässigen Blindstrom I_{max} begrenzt.

5. Verlustfaktor tan δ

Eine wesentliche elektrische Kenngröße der Kondensatoren ist der Verlustfaktor tan δ dessen reziproker Wert $\frac{1}{\tan \delta}$ auch „Güte" genannt wird.

Bei Einsatz eines Kondensators mit nennenswerten HF-Leistungen ist sowohl die Eigenerwärmung durch die frequenzabhängigen Verluste als auch die Änderung des Verlustfaktors mit der Temperatur zu berücksichtigen.

5.1 Frequenzabhängigkeit des Verlustfaktors

Der Verlustfaktor ist frequenzabhängig und durchläuft im Bereich von 1 kHz bis 1 MHz ein Minimum.

5.2 Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors

Die Abhängigkeit des Verlustfaktors von der Temperatur ist bei den einzelnen Keramikwerkstoffen unterschiedlich. Bei HDK-Kondensatoren Typ 2 kann man einen Werkstoff auswählen, bei dem die Verluste im Bereich der Betriebstemperatur minimal sind, dadurch ist der Kondensator höher belastbar. Wenn z. B. der Verlustfaktor tan δ bei einer bestimmten Oberflächentemperatur auf die Hälfte abgesunken ist, darf die HF-Belastung verdoppelt werden. Wenn dagegen der tan δ (z. B. bei einem SNK-Werkstoff) bei einer bestimmten Temperatur auf das Doppelte angestiegen ist, dann darf die HF-Belastbarkeit nur noch halb so groß sein. Die max. Oberflächentemperatur des Kondensators darf dabei in keinem Fall überschritten werden. Die Eigenerwärmung durch die HF-Belastung ist:

$$\Delta\vartheta = \frac{Q}{Q_{max}} \cdot 30\,°C$$

5.3 Kapazitätsabhängigkeit des Verlustfaktors

Das elektrische Feld eines Kondensators ist nicht nur im Dielektrikum wirksam, sondern auch in der Umhüllung des Kondensators. Bei Kapazitäten unter 50 pF wirkt sich dieser Feldanteil als Erhöhung des Verlustfaktors aus.

6. Eigeninduktivität und Eigenresonanz

Bei Frequenzen über 10 MHz treten bei Keramik-Kondensatoren durch die Eigeninduktivität Eigenresonanzen auf, die sich bei der Bemessung von Schaltungen störend bemerkbar machen können. Nahe unterhalb der Resonanzfrequenz vermindert sich der Scheinwiderstand des Kondensators zusätzlich, was sich wie eine Erhöhung der Kapazität auswirkt (sogenannte Scheinkapazität). Oberhalb der Resonanzfrequenz ist der Scheinwiderstand induktiv und steigt an. Die Verminderung des Scheinwiderstandes ist bei der Berechnung der zulässigen HF-Belastung gegebenenfalls zu berücksichtigen.

Die Induktivität der Drahtzuführung der Kondensatoren hat einen wesentlichen Anteil an der Eigeninduktivität. Um in T-Schaltungen (Siebschaltungen) die Verkoppelung durch die Eigeninduktivität der Zuleitung unwirksam zu machen, werden Bypass und Durchführungs-Kondensatoren mit zwei Anschlüssen an einem der Kondensatorbeläge verwendet. Solche Konden-

satoren können dadurch noch bis weit oberhalb der Resonanzfrequenz entsprechender normaler Kondensatoren eingesetzt werden. Die Meßbedingungen für diese Kondensatoren sind in DIN 41170 festgelegt.

7. Schirmwirkung, Kopplungskapazität

Bei den Rohrkondensatoren ist der Innenbelag durch einen Farbpunkt markiert, der gleichzeitig den Keramikwerkstoff kennzeichnet. Der Außenbelag wirkt als Abschirmung für den Innenbelag. Bei Anwendung in Filtern und Siebschaltungen empfiehlt es sich, um schädliche Streukapazitäten zu vermeiden, ggf. den Außenbelag an diejenige Seite der Schaltung zu legen, die keine HF-Spannung führt.

8. Ausfallkriterien für Betriebszuverlässigkeit

Vollausfall:
- Unterbrechung
- Kurzschluß

Änderungsausfall bei:

Inkonstanz der Kapazität:	$3\,i_z$ (siehe Abs. 3.6)
Verlustfaktor	$1{,}5 \tan \delta_0$
	$\tan \delta_0$ = Grenz- und Abnahmewert
Isolationsausfall	für NDK Typ 1 $R_{is} < 10^4\ M\Omega$
	für HDK Typ 2 $R_{is} < 10^2\ M\Omega$

8.1 Spannung

Die Betriebszuverlässigkeit der Keramik-Kondensatoren wird für mehrere Betriebsspannungen angegeben. HF-Spannungen (mit oder ohne Gleichspannungsanteil) sind innerhalb der HF-Belastbarkeit zugelassen.

8.2 Feuchte

Feuchte innerhalb der Anwendungsklasse ist zugelassen.

8.3 Temperatur

Die Betriebszuverlässigkeit bezieht sich auf den Temperaturbereich der Anwendungsklasse. Die Temperaturerhöhung durch HF-Belastung ist zu berücksichtigen.

8.4 Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Summe aller innerhalb der Brauchbarkeitsdauer wahrscheinlich zu erwartenden mittleren Ausfälle.

8.5 Werte für den Ausfallsatz und die zeitliche Inkonstanz i_z

Die Richtwerte für den Ausfallsatz bei einer Betriebsbrauchbarkeitsdauer von 100000 Stunden und die zeitliche Inkonstanz i_z für die wesentlichen NDK-Bauformen mit erhöhten Anforderungen gehen aus der Tabelle Seite 422 hervor.

9. Schüttel- und Stoßfestigkeit

Die Schüttel- und Stoßfestigkeit von Keramik-Kondensatoren wird nach DIN 40046, Blatt 8 ermittelt. Freitragende Kondensatoren sind hierzu mit 6 mm langen geraden Anschlußdrähten einzuspannen oder einzulöten. Sie werden nacheinander in drei aufeinander senkrecht stehenden Achsen geschüttelt. Falls keine abweichenden Angaben gemacht sind, erfolgt die Schüttelbeanspruchung nach DIN 40046, Blatt 8 „F_C" Schwingen, Teilprüfung B1. Dort ist vorgeschrieben 3 mal 30 Minuten Schwingen bei 10···55 Hz mit einer Sinusauslenkung von 0,35 mm, das entspricht einer maximalen Beschleunigung von 4,5 g.

10. Prüfung der Werkstoffe und der Keramikdielektrika

Alle zur Kondensatorherstellung notwendigen Bestandteile (Keramik-Werkstoffe, Keramikmassen, Edelmetallpräparate, Weichlote, Lötmittel, Drähte, Lacke, Hüll- und Imprägniermittel) werden laufend überprüft. Von jedem keramischen Werkstoffansatz werden Probekondensatoren gefertigt. Mittels Stichprobenprüfungen werden die wichtigsten Parameter kontrolliert: Maßhaltigkeit, Dichtheit, Dielektrizitätskonstante, Verlustfaktor, Isolationswiderstand, Durchschlagsfestigkeit und Temperaturbeiwert. Die dabei gefundenen Meßwerte haben als „Freigabewert" einen gewissen Sicherheitsabstand von den Garantiewerten.

Bei Werkstoffen mit nicht linearer Temperaturabhängigkeit der Kapazität wird anstelle des α_C die Temperaturabhängigkeit der Kapazität kontrolliert.

10.1 Stückprüfung

Die Kondensatoren werden am Ausgang der Fertigung auf Kapazitätstoleranz und Spannungsfestigkeit geprüft.

10.2 Qualitätsprüfung

Ein von der Fertigungsabteilung unabhängiges Qualitätsprüffeld entnimmt laufend Stichproben aus der Produktion. Diese Kondensatoren werden zusätzlich auf folgende Eigenschaften geprüft:

Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Verlustfaktor

Isolationswiderstand

Spannungsdauerbelastung

Klimafestigkeit

10.3 Abnahmeprüfung

Bei einer Abnahmeprüfung und Messung der Kapazität bitten wir Abs. 3. zu beachten. Eine Prüfung der Kondensatoren mit der Prüfspannung nach VDE 0560, Teil 17 § 42, darf beim Kunden nur einmal erfolgen.

Alle in den Tabellen und Diagrammen genannten Kenndaten sind Richtwerte. Auf Grenz- und Abnahmewerte ist ausdrücklich hingewiesen.

Tafeln und Tabellen

Kennbuchstaben für Bauformen nach DIN 41930

Keramik-Kondensatoren werden nach DIN 41930 mit 4 Kennbuchstaben bezeichnet. Die Bedeutung der Kennbuchstaben geht aus der folgenden Tabelle hervor:

	Rohr-, Flachrohr-, Stand-, Scheiben- und Perlkondensatoren		Durchführungskondensatoren	
1. Kennbuchstabe	Körperform		Körperform	
	Scheibe, rechteckig	E	Buchse mit Bund	B
			Rohr	D
	Mehrfach-Scheibe, rund	G	Lochscheibe	L
	Rohr, Halm (als Standkondensator)	H	Sonderausführung	Z
	Mehrfach-Scheibe, rechteckig	K		
	Rohrbündel	M		
	Perle	P		
	Rohr	R		
	Scheibe, rund	S		
	Scheibe, trapezförmig	T		
	Sonderausführung, Flachrohrk.	Z		
2. Kennbuchstabe	Art der Anschlüsse		Art des Durchführungsleiters	
	belotete Beläge	B	beloteter Belag	B
	Drähte, gestreckt	D	Drähte, gestreckt	D
	unbelotete Beläge	E	unbeloteter Belag	E
	Lötfahnen oder Lötösen	F	Lötfahnen oder Lötösen	F
	Sonderausführung	Z	Splint und Öse	S
			Draht und runde Öse	U
			Draht und ovale Öse	V
			Sonderausführung	Z
3. Kennbuchstabe	Anordnung und Form der Anschlüsse		Art der Außenbefestigung	
	axial	A	beloteter Belag	B
	parallel Lötflächen	F	unbeloteter Belag	E
	achsparallel, lang	G	metallische Lötscheibe	L
	achsparallel, kurz, im Raster	H	Gewinde mit Bund	M
	parallel, tangential, lang, im Raster	L	metallische Lötbuchse	N
	parallel, radial, lang	P	Sonderausführung	Z
	parallel, tangential, lang	Q		
	parallel, radial, kurz, im Raster	R		
	parallel, tangential, kurz, im Raster	T		
	im Winkel (z.B. 60°)	W		
	Sonderausführung	Z		

4. Kennbuchstabe	Oberfläche	Siemens[1]		Oberfläche	Siemens[1]	
	berührungssicher isoliert		J	vollständig lötlackiert	2	K
	vollständig lötlackiert	2 (6)	K	vollständig lackiert	0	L
	vollständig lackiert	0 (7)	L	teilweise lackiert[2]	0	M
	teilweise lackiert[2]	0 (7)	M	teilweise umhüllt[2]	1	N
	teilweise umhüllt[2]	1 (8)	N	unlackiert	5	Q
	unlackiert	5	Q	Sonderausführung		Z
	vollst. umhüllt, imprägniert	3	T			
	vollständig umhüllt	1 (8)	U			
	Sonderausführung		Z			

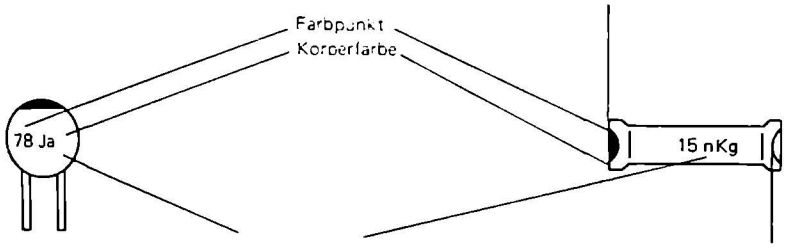
Die Siemens-Keramik-Kondensatoren sind mit diesen Kennbuchstaben benannt. Die genaue Bezeichnung mit den weiteren Kennstellen ist für genormte und nicht genormte Kondensatoren unterschiedlich. Auf den B-Blättern sind bei genormten Bauformen beide Bezeichnungen und die Siemens-Bestellbezeichnung aufgeführt.

[1]) Kurzzeichen der Siemens Sachnummer an letzter Datenstelle. Eingeklammerte Zahlen bei kurzen Anschlußdrähten
[2]) Teilweise lackiert bzw. umhüllt sind Bauformen, deren unterer Rand zur Vermeidung von Lackhosen an den Anschlußdrähten nicht mit der Schutzschicht benetzt sind. Sie entsprechen der Feuchteklasse G.

Kennzeichnung von Kondensatoren

Kennzeichen für Keramikart und Oberfläche:

Der Farbpunkt ist gleichzeitig Kennzeichen für den Innenbelag



Beschriftung:

1) Nennkapazität in pF oder in nF mit Bezeichnung „n"
2) Toleranzbuchstabe („J" bzw. „K")
3) Nennspannungsbuchstabe („a" bzw. „g")
4) Weitere Kennzeichen:
   λ = für erhöhte Anforderungen
   λλ = für erhöhte Kurzzeitkonstanz

2. Farbpunkt

weiß = Keramik 1 A
farbig = B 36012/4

Körperfarbe				
Farbe	Typ	Oberfläche	Kurzzeichen DIN	Kurzzeichen Siemens[1]
farblos	1u 2	lötlackiert	K	2.6
grau	1	lackiert	L,M	0.7
hellbraun	2			
braun	1u 2	kunstharz-umhüllt	U,N	1;8
		kunstharz-umhüllt und imprägniert	T	3
schwarz	3	umhüllt	U,N	1;8
		kunstharz-umhüllt und imprägniert	T	3

Farbpunkte			
	Keramik		
Farbe	Typ 1 α_c	$10^{-6}/°C$	Typ 2
rot/violett	P 100	+ 100	
schwarz	NP 0	± 0	S 10 000
braun	N 033	− 33	
braun/blau	N 047	− 47	
rot	N 075	− 75	S 700/2P
orange	N 150	− 150	
rot/gelb			S 1400/2P
gelb	N 220	− 220	S 2000/2R
gelb/grün			S 3000/2R Sibatit H/2R
grün	N 330	− 330	
blau	N 470	− 470	S 4000/2T
violett	N 750	− 750	S 6000/2T
orange/orange	N1500	− 1500	
blau/orange	N5600	− 5600	
ohne Farbpunkt			S 50 000
Zusatzpunkt weiß	Keramik Typ 1 A		

[1]) 15. (letzte) Datenstelle der Sachnummer

Tabelle für Oberfläche, Anwendungsklasse und Prüfklasse

Die Anwendungsklasse nach DIN 40040, Entwurf 1.72 der Keramikkondensatoren sind auf den Bauformblättern in Abhängigkeit von der Oberfläche angegeben. Die üblichen Anwendungsklassen und die entsprechend zugeordneten Prüfklassen nach IEC Publ. 68-1 und DIN 40045 1.1969 gehen aus der nachfolgenden Tabelle hervor. Sofern auf den Bauformblättern keine abweichenden Angaben gemacht werden, gelten die Angaben dieser Tabelle.

Werkstoff Typ	Sondertyp	Oberfläche	Kurzzeichen	DIN 41930	Siemens[1]	Klimatische Beanspruchung: Temperaturbereich °C	Anwendungsklasse[2]	Prüfklasse[3]
G		**Massekondensatoren · für normale klimatische Beanspruchung** — mittlere relative Feuchte ≤ 65 %; 85 % 60 Tage im Jahr, sonst 75 % ohne Betauung					DIN-Feuchteklasse G	
1 2 3		ohne Schutzlackierung	LF	Q	5	-40...+85	GPG	40/085/04
		mit Lotlackierung	Lö	K	2 (6)			
		mit teilweiser Schutzlackierung	L	M	0 (7)			
		mit teilweiser Kunstharzumhüllung	U	N	1 (8)			
		mit vollständiger Schutzlackierung	L	L	0 (7)		GPG	40/085/21
		mit vollständiger Kunstharzumhüllung	U	U	1 (8)			
2	SIBATIT 50 000	mit teilweiser Kunstharzumhüllung		N	1 (8) 9	-25 ...+85	HPG	25/085/04
F		**Massekondensatoren · für mittlere klimatische Beanspruchung** — mittlere relative Feuchte ≤ 75 %; 95 % 30 Tage im Jahr, sonst 85 % ohne Betauung					DIN-Feuchteklasse F	
1 2 3		mit vollständiger imprägnierter	Ut	T	3	-55...+85	FPF	55/085/56
2	SIBATIT 50 000	Kunstharzumhüllung		T	3	-25...+85	HPF	25/085/56
F		**Vielschichtkondensatoren · für mittlere klimatische Beanspruchung** — mittlere relative Feuchte ≤ 75 %; 95 % 30 Tage im Jahr, sonst 85 %					DIN-Feuchteklasse F	
1 2	SIKP 0, S 1400	Chipkondensatoren ohne		KEFO	5	-55...+125	FKF	55/125/56
2	S 6000	Schutzlackierung				+ 5...+85	LPF	+5/085/56
1 2	SIKP 0, S 1400	steckbare Kondensatoren mit		KDPU	3	-55...+125	FKF	55/125/56
2	S 6000	Kunstharz umhüllt				+ 5...+85	LPF	+5/085/56
C		**Vielschichtkondensatoren umpreßt · für hohe klimatische Beanspruchung** — mittlere relative Feuchte ≥ 85 % bis 100 %, Betauung zugelassen					DIN-Feuchteklasse C	
1 2	SIKP 0, S 1400	steckbare Kondensatoren mit		KDPT	3	-55...+125	FKC	55/125/56
2	S 6000	Kunststoff umpreßt				+ 5...+85	LPC	+5/085/56

Die nach der klimatischen Prüfung zugelassenen Änderungen der elektrischen Werte entsprechen für:

NDK-Keramik Typ 1	IEC Publ. 108-1967 Abs. 21.5
HDK-Keramik Typ 2	IEC Publ. 187-1965 Abs. 20.5
SNK-Keramik Typ 3	IEC Publ. 324-1970 Abs. 20.5

[1]) 15. (letzte) Datenstelle der Sachnummer. Die eingeklammerten Ziffern gelten bei Ausführung mit gekürzten Anschlußdrähten.

[2]) nach DIN 40040 1.72

[3]) nach IEC Publ. 68-1 und DIN 40045 1.1969:

1. Zahl: negative Temperatur für Kälteprüfung (2 Stunden)
2. Zahl: Temperatur für Wärmeprüfung (16 Stunden)
3. Zahl: Anzahl der Tage für Feuchteprüfung mit 92% relativer Feuchte bei 40 °C

Tafeln und Tabellen NDK-Keramik Typ 1
Materialtabelle

Keramikart Kurzbezeichnung[1] Farbpunkt			Temperaturbeiwert gemessen bei 25 und 55 °C							Richtwerte für Dielektrizitäts-konstante und Verlustfaktor[2]	
				Toleranzen für Keramik 1 A bei C_N in pF		Toleranzen für Keramik 1 B bei C_N in pF					
			α_c 10^{-6}/°C	15...20	>20	<3	3.. ..<6,2	6,2... ..<10	10.. ...<15	≥15	ϵ	tan δ 10^{-3}
P 100	0-A	rot/violett	+ 100								≈ 13	
NP 0	2-A	schwarz	± 0								≈ 24	
N 033	0-J	braun	− 33								≈ 28	
N 047	8-J	braun/blau	− 47	± 20	± 15	+ 250 − 30	+ 120 − 30	+ 60 − 30	+ 40 − 30	± 30	≈ 29	≈ 0,4
N 075	1-J	rot	− 75								≈ 31	
N 150	2-J	orange	− 150								≈ 37	
N 220	3-J	gelb	− 220								≈ 38	≈ 0,5
N 330	4-J	grün	− 330	± 35	± 25	+ 250 − 50	+ 120 − 50	+ 80 − 50	+ 60 − 50	± 50	≈ 45	
N 470	5-J	blau	− 470	± 50	± 35	+ 250 − 70	+ 120 − 70	+ 120 − 70	+ 80 − 70	± 70	≈ 51	
N 750	6-J	violett	− 750	± 80	± 60	+ 250 − 120	± 120	± 120	± 120	±120	≈ 85	≈ 0,5
N1500	7-J	orange/orange	−1500			+ 500 − 250	+ 500 − 250	± 250	± 250	±250	≈130	
N5600	9-J	blau/orange	−5600			+1500 −1000	±1000	±1000	±1000	±1000	≈ 470	≈ 0,8

[1]) Bezeichnung an 6. und 7. Stelle der Sachnummer, falls im Bauformblatt keine abweichenden Angaben gemacht werden.

[2]) Mittlerer Anlieferungswert für $C \geq 50$ pF, $f = 1$ MHz, 25 °C und relative Feuchte $\leq 75\%$. Der Grenzwert des Verlustfaktors für Keramik Typ 1 ist tan $\delta = 0{,}8$; für N 5600, tan $\delta = 1{,}5$.

Isolationswiderstand bei 25 °C — Mittelwert 10^5 MΩ; Grenz- und Abnahmewert 10^4 MΩ

Körperfarbe siehe Seite 420

Ausfallsatz und zeitliche Inkonstanz i_z für eine Betriebsbrauchbarkeitsdauer von 100000 Stunden

Bauform-Satz	Bauform	Keramikmassen	Typ	Anwendungsklasse [1]	Betriebsspannung	Ausfallsatz (%)	Zeitliche Inkonstanz i_z % + pF
Dichte Bauformen im Keramikrohr							
B 37720	B 37720	P 100	ZDAZ ZFQZ	FPC	250 V– 12 V–	4 0,3	0,05 + 0,3
B 37740	B 37740	N 075					
B 37760	B 37760	N 150					
B 37800	B 37800	N 750					
Kunstharzumhüllte und imprägnierte Bauformen							
B 36013/4/5	B 3822*	P 100 NP 0 N 033 N 047 N 075 N 150 N 220 N 330 N 470 N 750	RDLT 3	FPF	500 V– 250 V– 12 V–	20 5 0,3	0,1 + 0,4
B 36013/8 (1A)	B 3824*		RDPT 3				
B 36013/7 (Kzk)	B 3845* B 3846* B 3847* B 3848* B 3849* B 3852		RDPT 3				
B 36085/5	B 3821*	P 100 NP 0 N 033 N 075 N 150 N 220 N 470 N 750	SDPT	FPF	500 V– 250 V– 12 V–	5 1 0,1	0,1 + 0,4
Lackierte und kunstharzumhüllte Bauformen							
B 36013/4/5	B 3822*	P 100 NP 0 N 033 N 047 N 075 N 150 N 220 N 330 N 470 N 750	RDLL 3 RDLU 3	GPG	500 V– 250 V– 12 V–	10 2 0,2	0,1 + 0,4
B 36013/8 (1A)	B 3824*		RDPL 3 RDPU 3				
B 36013/7 (Kzk)	B 3845* B 3846* B 3847* B 3848* B 3849* B 3852*		RDPL 3				
B 36085/5	B 3821*	P 100 NP 0 N 033 N 075 N 150 N 220 N 470 N 750	SDP* SDR*	GPG	500 V– 250 V– 12 V–	5 1 0,1	0,1 + 0,4

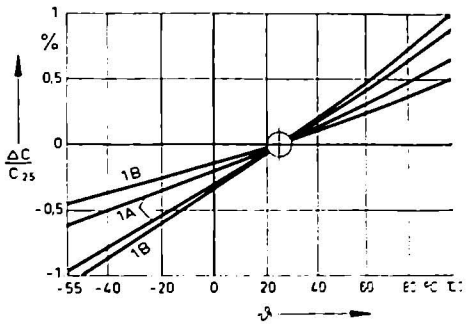
[1]) Nach DIN 40040.

Tafeln und Tabellen NDK-Keramik Typ 1
Temperaturabhängigkeit der Kapazität für P 100, NP 0, N 033 - Richtwerte

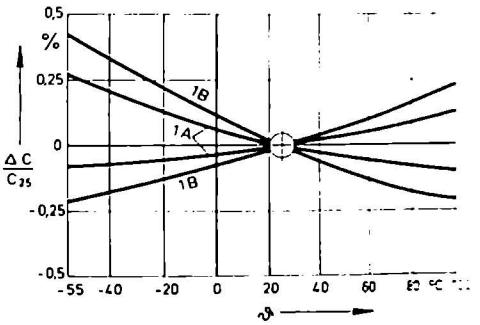
Kapazitätsänderung $\Delta C/C_{25}$
in Abhängigkeit
von der Temperatur ϑ

Grenz- und Abnahmewerte
bei f = 100 kHz
$U_M \leqslant 5\ V_{eff}^{\sim}$
relative Luftfeuchte $\leqslant$ 75%

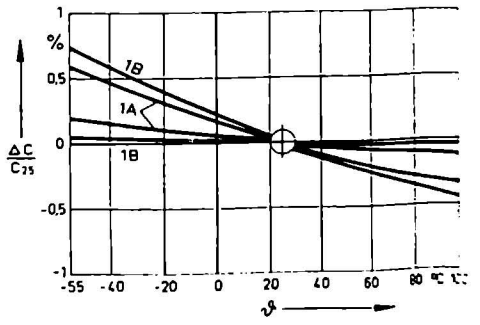
für P 100



für NP 0



für N 033



Tafeln und Tabellen HDK-Keramik Typ 2, Materialtabelle

Keramikart	Farbpunkt	Keramik Typ nach DIN 41920	IEC Publ. 187	EIA RS 198	Richtwerte für Dielektrizitätskonstante und Verlustfaktor [1] ϵ	$\tan\delta \cdot 10^{-3}$
S 700	rot	2 P	2B3	X5R Y5P	≈ 700	≈ 12
S 1400	rot/gelb	2 P	2B2 2B3	X5R Y5P	≈ 1400	≈ 10
S 1400 Vielschichtkondens.	rot/gelb	2 P	2C1	X7R [2] (W5R)	≈ 1400	≈ 10
S 2000	gelb	2 R	2C2 2C3	X5T Y5S Z5P	≈ 2000	≈ 11
S 3000	gelb/grün	2 R	2C2 2C3	X5T Z5P	≈ 3000	≈ 11
S BATIT H [2]	gelb/grün	2 R	2C2 2C3	X5T Z5P	≈ 3000	≈ 11
S 4000	blau	2 T	2E2 2E3 2D5 2C6	X5U	≈ 4000	≈ 12
S 6000	violett	2 T	2E3 2D5 2C6	X5V Z5U	≈ 6000	≈ 15
S 6000 Vielschichtkondens.	violett	2 T	2E6	Z5U	≈ 6000	≈ 15
S 10000	schwarz	2 T	2F4 2E5	X5V	≈ 10000	≈ 20
S BATIT 50 000	Körperfarbe schwarz	2 T	2E3 2D5 2C6	X5V Z5U	≈ 50000	≈ 25

Isolationswiderstand
Bei 25 °C und relativer Feuchte ≤ 75%

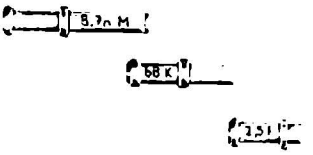
Mittelwert	10^4 MΩ
Grenz- und Abnahmewert	5×10^3 MΩ

[1] Mittlerer Anlieferungswert bei 25 °C, $U_{Meff} \leq 1{,}5$ V~ und relativer Feuchte ≤ 75%. Meßfrequenz 1 kHz, für Werte $C \leq 100$ pF jedoch 1 MHz. Der Grenz- und Abnahmewert des Verlustfaktors für Keramik Typ 2 ist $\tan\delta = 25 \times 10^{-3}$.

[2] Die bisher benutzte Bezeichnung W5R ist in EIA-Standard Ausgabe 10.71 durch X7R ersetzt.

Rohrausführung 3⌀; l = 12...20 **RDTK 3** B 36013

für allgemeine Anforderungen 500 V–

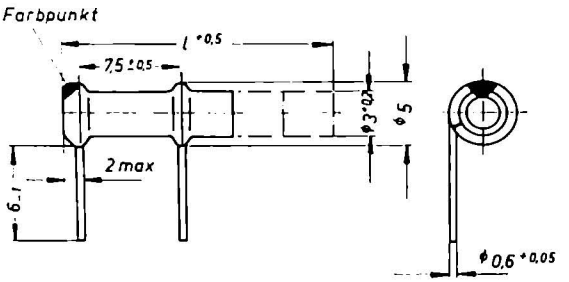


Rohrkondensatoren aus NDK-Keramik (Typ 1 B) oder HDK-Keramik (Typ 2) mit parallelen kurzen Drahtanschlüssen im Rastermaß r = 7,5.

Nennspannung U_N = 500 V–

Weitere technische Angaben DIN 41 920.

RDTK 3
(Rds 3)



Anwendungs-klasse	Oberfläche	Kurzzeichen		DIN	Siemens[1]
GPG	lötlackiert	Rds	Lö	RDTK	6

Bezeichnungsbeispiel:

R	D	T	K	3 × 16	N 150/1 B	76	/	20	/	500
		Art	Ob		Masse	C_N		Tol		U_N

Abmessungen — $(d \times l)$

[1]) Letzte Datenstelle der Sachnummer

Bestellbeispiel = Sachnummer: B38802-J5760-M006

Bauform ——— (Art) ———
Keramikart und Entwicklungsstand (Masse)
2 – J ≙ N 150/1 B (siehe Tabelle)

Nennspannung 5 ≙ 500 V– ——— (U_N) ———
Nennkapazität 760 ≙ 76 · 10 ° ≙ 76 pF (C_N) ———

——— (Ob) Oberfläche 6 ≙ lötlack.
ggf. 3. und 4. Wertziffer der Kapazität (kann bei Wert 0 entf.)
——— (Tol) ——— Toleranz M ≙ ± 20% (siehe Toleranztabelle)

Röhrchenlänge l		12	16	20	
Typ	Keramikart [1])	Nennkapazität C_N in pF			Bestellbezeichnung
1B	P 100	2,5···15	> 15···27	> 27···39	B38800-A5•••-•••6
	NP 0	7,5···39	> 39···68	> 68···110	B38802-A5•••-•••6
	N 075	7,5···43	> 43···75	> 75···110	B38801-J5•••-•••6
	N 150	7,5···47	> 47···82	> 82···120	B38802-J5•••-•••6
	N 470	7,5···68	> 68···120	> 120···180	B38805-J5•••-•••6
	N 750	10···100	> 100···160	> 160···240	B38806-J5•••-•••6
	N 1500	20···130	> 130···220	> 220···330	B38807-J5•••-•••6
2P	S 700	200···600	> 600···1000	> 1000···1500	B37850-A5•••-•••6
2R	S 2000	470···1800	> 1800···3300	> 3300···5100	B37851-A5•••-•••6
2T	S 4000	1000···3300	> 3300···5600	> 5600···8700	B37852-A5•••-•••6

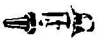
Toleranz der	%	+80 −20	+50 −20	±20	±10	±5	±2		±1			
Nennkapazität C_N	pF							±2		±1	±0,5	±0,25
Kennbuchstabe [2])		Z	S	M	K	J	G	G	F	F	D	C
Typ	Keramikart	Lieferbare Toleranzen										
1B	P 100 $C_N \leq 10$ pF							x		x	x	x
	bis 10 pF $< C_N \leq$ 24 pF			x	x	x	x					
	N 1500 $C_N > 24$ pF			x	x	x	x		x [3])			
II	S 700 und S 2000		x	x	x							
	S 4000	x	x	x								

[1]) Die stark eingerahmten Keramikarten sind zu bevorzugen
[2]) 12. Datenstelle der Sachnummer
[3]) Die Toleranz ± 1% ist für N 1500 nicht mehr lieferbar.

Durchführungs-Rohrkondensatoren 3 ⌀ l = 7 und 12 **DSLK 3** B 36033

für allgemeine Anforderungen 63 V–; 350 V–

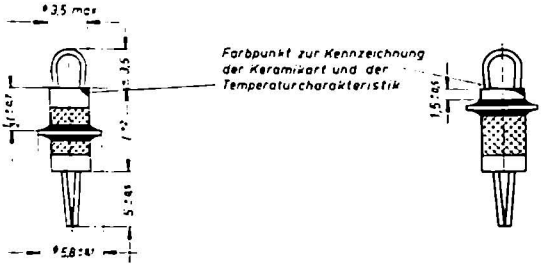
Durchführungs-Rohrkondensatoren aus NDK-Keramik (Typ 1 B) oder HDK-Keramik (Typ 2) mit Lötscheibe, Splint und Öse.



Nennspannung U_N	außer SIBATIT 50000 350 V– für SIBATIT 50000 63 V–
Maximale Belastung	im Durchführungsleiter 5 A_{eff} (bis 100 kHz) im Kondensator Wirkleistung für l = 7 80 mW für l = 12 120 mW
Verlustfaktor bei Meßraumtemperatur 25 °C (Grenz- und Abnahmewert)	für Keramik 1 B bei f=1 MHz $\tan\delta = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ für Keramik 2 bei f=1 kHz $\tan\delta = 25 \cdot 10^{-3}$ für SIBATIT 50000 bei f=1 kHz $\tan\delta = 45 \cdot 10^{-3}$
Isolation bei 20 °C	für $C_N \leq 10$ nF Isolationswiderstand $R_{is} > 10^4$ MΩ für $C_N > 10$ nF Zeitkonstante $\tau > 100$ s

Weitere technische Angaben DIN 41 920.

DSLK A3
(Dls 3)

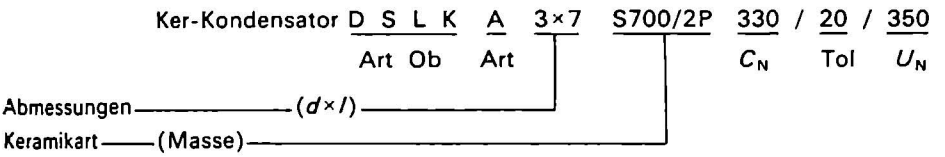


DSLK B3
(Dls 3)

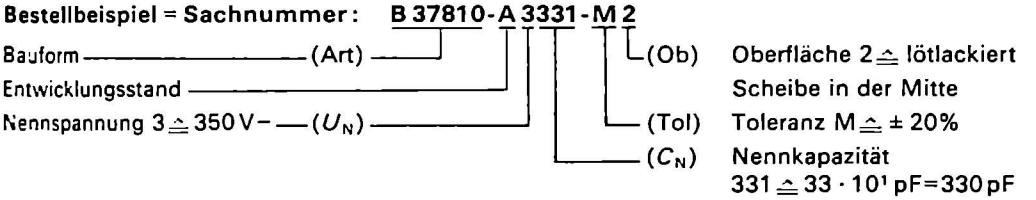
Anwendungsklasse	Oberfläche und Anordnung der Scheibe		Kurzzeichen DIN	Siemens[1]
außer SIBATIT 50000 GPG	lötlackiert Lötscheibe in der Mitte	Dls Lö	**DSLK A3**	2
für SIBATIT 50000 HPG	lötlackiert Lötscheibe am Ende		**DSLK B3**	4

[1]) Letzte Datenstelle der Sachnummer

Bezeichnungsbeispiel:



Bestellbeispiel = Sachnummer: B 37810-A 3331-M 2



	Keramikart	Toleranz	Nennkapazitat in pF	Länge l^{+2}	U_N V–	Farbpunkt	Bestellbezeichnung
	P 100	± 1 pF	3...10			rot/violett	B37810-A3••0-F•
	N 150	± 10 %	> 10...33			orange	B37810-A3••0-K•
	N 750		36...47		350	violett	
	S 700	± 20 %	270...570			rot	B37810-A3••1-M•
	S 2000		> 570...1500	7		gelb	B37810-A3•••M•
	S 4000		1500...2700			blau	B37810-A3••2-S•
			22 nF				B37810-A6223-S•
	SIBATIT 50 000	+ 50 % – 20 %	33 nF			Körperfarbe schwarz	B37810-A6333-S•
			47 nF		63		B37810-A6473-S•
			68 nF	12			B37810-A6683-S•
			100 nF				B37810-A6104-S•

Keramik-Kondensatoren

Flachkondensator b = 4, 160 V–
für allgemeine Anforderungen

ZDG•4 B 36044
ZDHN 4
ZZGN 4

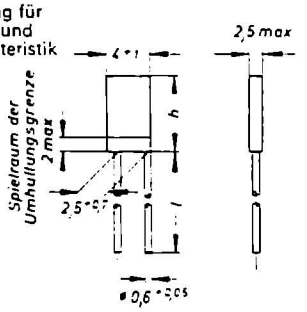
Flachkondensatoren aus NDK-Keramik (Typ 1 B), oder HDK-Keramik (Typ 2) mit parallelen oder eingeknickten Anschlußdrähten im Rastermaß r = 2,5 oder 5.

Nennspannung: U_N = 160 V–

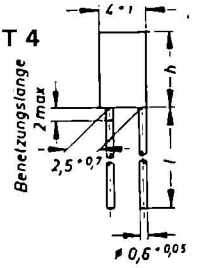
Weitere technische Angaben DIN 41 920

Farbkennzeichnung für Keramikwerkstoff und Temperaturcharakteristik

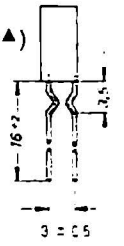
ZDGN 4
ZDHN 4



ZDGT 4



ZZGN 4 ▲)



▲) Durch den Knick in den Anschlußdrähten ist es möglich, diese Kondensatoren sowohl für das Rastermaß 2,5 als auch 5 mm einzusetzen. Die Kondensatoren haften in den Rasterlöchern.

Anwendungsklasse	Oberfläche	Anschlüsse	Drahtlänge l	Kurzzeichen DIN	Kurzzeichen Siemens[1]	h
GPG	teilweise kunstharzumhüllt*	gerade	25^{+5}	ZDGN	1	
			6^{-1}	ZDHN	8	
		eingeknickt	16^{+2}	ZZGN	9	h^{-1}
FPF	kunstharzumhüllt und imprägniert	gerade	25^{+5}	ZDGT	3	

*) zusätzlich lötlackiert

Toleranz der Nennkapazität C_N	%	+80 −20	+50 −20	±20	±10	±5	±2[2]				
	pF							±2	±1	±0,5	±0,25[3]
Kennbuchstabe[4]		Z	S	M	K	J	G	G	F	D	C

Typ	Keramikart	Lieferbare Toleranzen									
1 B	P 100 $C_N \leq$ 10 pF bis N 750 $C_N \geq$ 10 pF							x	x	x	x
				x	x	x	x				
2	N 1500 ··· N 2200			x	x	x					
	S 700			x	x						
	S 2000		x	x	x						
	S 3000		x	x							
	S 4000	x	x	x							
	S 6000	x	x								

[1]) 15. (letzte) Datenstelle der Sachnummer
[2]) Für 10 pF < C_N < 25 pF nur nach Vereinbarung
[3]) Nur nach besonderer Vereinbarung
[4]) 12. Stelle der Sachnummer

Bezeichnungsbeispiel: Ker-Kondensator Z D H (Art) L (Ob) 4×8 (b×h) (Abmessungen) N 150/1 B (Masse) 47 / 10 / 160 (C_N / Tol / U_N)

Bestellbeispiel = Sachnummer: B 38602-J1470-K••8

Bauform (Art)

Keramikart und Entwicklungsstand (Masse): 2–J ≙ 150/1 B (siehe Tabelle)

Nennspannung 1 ≙ 160 V– (U_N)

Nennkapazität 470 ≙ 47 · 10° pF = 47 pF (C_N)

(Ob) Oberfläche 8 ≙ teilweise kunstharzumhüllt

ggf. 3. und 4. Wertziffer der Nennkapazität (entfällt bei Wert 0)

(Tol) Toleranz K ≙ ±10% (siehe Toleranztabelle)

Nennspannung U_N		160 V–					
Kondensatorhöhe h		...4	...6	...8	...10	...12	Bestellbezeichnung
Typ	Keramikart[1]	Kapazitätswerte C_N in pF					
	P 100	2,2 ... 4,7	> 4,7...15	>15...22	>22...24	>24...30	B38600-A1••0-••••
	NP 0	5,6 ... 25	> 25... 33	>33...47	>47...56	>56...68	B38602-A1••0-••••
	N 033[2]	5,6 22	> 22...33	>33...47	>47...56	>56...68	B38600-J1••0-••••
	N 075	6,8 27	> 27...39	>39...51	>51...62	>62...75	B38601-J1••0-••••
	N 150	6,9 27	> 27...39	>39...51	>51...68	>68...82	B38602-J1••0-••••
1B	N 220[2]	10... ...30	> 30...43	>43...56	>56...75	>75...100	B38603-J1•••-••••
	N 330[2]	10... ...33	> 33...47	>47...62	>62...82	>82...120	B38604-J1•••-••••
	N 470	10... ...47	> 47...62	>62...82	>82...100	>100...130	B38605-J1•••-••••
	N 750	12... ...70	> 70...82	>82...100	>100...130	>130...160	B38606-J1•••-••••
	N 1500[2]	22... ...120	> 120...150	>150...180	>180...270	>270...290	B38607-J1••1-••••
	N 2200[2]	27... ...150	> 150...180	>180...220	>220...230	>230...470	B38603-A1••1-••••
2P	S 700	180... ...680	> 680... ...820	>820... 1200	>1200... ...1500	>1500... ...1800	B37601-A1•••-••• [3]
2R	S 2000	470... ...1000	> 1000... ...1500	>1500... ...2200	>2200... ...2700	>2700... ...3300	B37604-A1••2-••[3]
	S 3000	560... ...2200	> 2200... ...2700	>2700... ...3300	>3300... ...3900	>3900... ...4700	B37606-A1••2-•• [3]
2T	S 4000	680... ...2700	> 2700... ...3300	>3300... ...3900	>3900... ...4700	>4700... ...5600	B37607-A1••2-•• [3]
2T[4]	S 6000	1000... ...3300	> 3300... ...3900	>3900... ...4700	>4700... ...6800	>6800... ...9100	B37609-A1••2-•• [3]

[1]) Die stark eingerahmten Keramikarten sind zu bevorzugen.
[2]) Auf Anfrage
[3]) An 12. und an letzter Stelle Toleranzbuchstaben und Kennziffer für Oberfläche (siehe Tabelle) einsetzen.
[4]) Im Temperaturbereich 0...70 °C.

Vielschichtkondensatoren **KEFQ** **B 36051**

ohne Umhüllung und Anschlußdrähte (Chips) 50 und 100 V–

für allgemeine Anforderungen

Keramische Vielschichtkondensatoren bestehen aus mehreren metallbelegten Keramikschichten, die zu einem kompakten Körper zusammengesintert sind. Diese Bauform (Chip) hat keine Umhüllung und keine speziellen Anschlußdrähte. Die Kontaktflächen sind unmittelbar auf dem Keramikkörper aufgebracht und lötfähig metallisiert. Die Kondensatoren werden insbesondere in Schichtschaltungen verwendet.

4 : 1

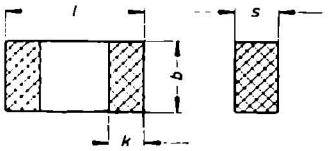
Nennspannung U_N	50 V–	100 V–
Kennziffer[1])	5	1
Zulässige Sinus-Wechselspannung	35 $V\sim_{eff}$	70 $V\sim_{eff}$
Prüfspannung	125 V–	250 V–

	NDK-Keramik Typ 1 B	HDK-Keramik Typ 2	
	NP O	S 1400/2 P	S 6000/2T[2])
Temperaturcharakteristik[2])			
nach IEC-Publ. 187		2 C1	2 E6
nach EIA-Standard RS 198 10.71	COG	X7R (W5R)[3])	Z5U
Meßbedingungen für Kapazität C und Verlustfaktor tan δ			
Meßfrequenz	für $C \leqslant 1000$ pF f=1 MHz; für $C > 1000$ pF f = 1 kHz	f = 1 kHz	
Effektive Meßspannung 0,5···1 $V\sim$			
Verlustfaktor tan δ	$\leqslant 2 \cdot 10^{-3}$	$\leqslant 20 \cdot 10^{-3}$	$\leqslant 25 \cdot 10^{-3}$
Isolation			
Meßspannung U_M– = U_N			
Meßzeit 1 Minute			
Temperatur 15···35 °C			
Isolationswiderstand R_{is}	$\geqslant 10^5$ MΩ	$\geqslant 10^5$ MΩ	$\geqslant 10^4$ MΩ
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ (s)[4])	> 1000 MΩ · µF		$\geqslant 500$ MΩ · µF

[1]) 8. Datenstelle der Sachnummer
[2]) Die Temperaturcharakteristika für S 6000 gelten für den Temperaturbereich der Anwendungsklasse LPF.
[3]) Die bisher benutzte Bezeichnung W5R ist in EIA-Standard 198 Ausgabe 10.71 durch die Charakteristik X7R ersetzt.
[4]) Falls sich aus der Zeitkonstante ein kleinerer Isolationswiderstand ergibt, ist dieser gültig.

	NDK-Keramik Typ 1 B NP 0	HDK-Keramik Typ 2 S 1400/2 P	S 6000/2 T
Anwendungsklasse nach DIN 40040	F K F −55 ··· +125 °C		L P F +10 ··· +85 °C
Prüfungen Klima-Prüfklasse nach DIN 40045 und IEC-Publ. 68-1	−55 / 125 / 56		+10 / 085 / 56
Life-Test	1000 Stunden bei 1,5 U_N und oberer Grenztemperatur		
Zulässige Werte nach obigen Prüfungen			
Kapazitätsänderung ΔC	für $C_N < 50$ pF $\lvert\Delta C\rvert \leq 0{,}5$ pF für $C_N \geq 50$ pF $\Delta C/C \leq 1\%$	±20%	$^{+42}_{-76}$ %
Verlustfaktor tan δ	$\leq 3 \cdot 10^{-3}$	$\leq 30 \cdot 10^{-3}$	
Isolationswiderstand R_{is}	$\geq 10^3$ MΩ	$\geq 10^3$ MΩ	
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ (s) [1]	≥ 100 MΩ · µF	≥ 100 MΩ · µF	
Zeitliche Inkonstanz i_z von Keramik Typ 1 B	Werte können erst nach Abschluß der laufenden Dauerversuche festgelegt werden.		

KEFQ



Kontaktierungsfläche: Silber

Bezeichnungsbeispiel:

Ker-Kondensator KEFQ 3×2 NP 0/1 B 47 / 10 / 100 für allg. Anford.

Art — Masse — C_N — Tol — U_N

Abmessungen — l×b

Bestellbeispiel = Sachnummer: B 38783-A 1470-K 5

Bauform — (Art)

8 ≙ Keramik 1 B (7 ≙ Keramik 2)

Abmessungen, Keramikart (Masse)

3-A ≙ 3×2 mm; Keramik NP 0/1 B

Nennspannung 1 ≙ 100 V — (U_N)

Nennkapazität — (C_N)

470 ≙ 47 · 10° pF = 47 pF

(Ob) — Kontaktierung 5 ≙ Silberkontaktflächen

(Tol) — Toleranz K ≙ ±10% (siehe Toleranztabelle)

[1]) Falls sich aus der Zeitkonstante ein kleinerer Wert ergibt ist dieser gültig.

Vielschichtkondensatoren ohne Umhüllung und Anschlußdrähte (Chips) B 36051
für allgemeine Anforderungen 50 und 100 V– KEFQ

Toleranz der Nennkapazität C_N			+80% −20%	±20%	±10%	±5%
Kennbuchstabe [1]			Z	M	K	J
Typ	Keramikart	Nennspannung U_N	lieferbare Toleranzen			
1B	NP 0	50 und 100 V–		x	x	x
2P	S 1400	50 und 100 V–		x	x	
2T	S 6000	50 und 100 V–	x	x		

Abmessungen 1.) Nennabmessungen 2.) Maximale Abmessung 3.) Minimale Abmessung l x b x s ; k				Keramikart	Nennspannung U_N 100 V- Kennziffer [2] 1	Nennspannung U_N 50 V- Kennziffer [2] 5	Bestellbezeichnung
					Nennkapazität C_N [3]		
2	1			NP 0/1B	10 ... 56	68 ... 180	B38780-A•••••5
2,16	1,5	0,9	0,65	S 1400/2	68 ... 1500	1800 ... 6800	B37780-A•••••5
1,65	1	–	0,13	S 6000/2	390 ... 3900	4700 ... 15n	B37780-J •••••5
3	1			NP 0/1B	2,2 [4] ... 120	150 ... 390	B38781-A•••••05
2,8	1,5	1,3	1,0	S 1400/2	120 ... 4700	5600 ... 15n	B37781-A•••••5
2,3	1,0	–	0,13	S 6000/2	1n ... 10n	12n ... 33n	B37781-J •••••5
4	1			NP 0/1B	2,2 [4] ... 330	330 ... 560	B38782-A•••••05
4,0	1,5	1,3	1,0	S 1400/2	330 ... 10n	12n ... 22n	B37782-A•••••5
3,6	1,0	–	0,25	S 6000/2	2,2n ... 18n	22n ... 56n	B37782-J •••••5
3	2			NP 0/1B	10 ... 270	330 ... 680	B38783-A•••••5
3,3	2,55	1,4	1,5	S 1400/2	330 ... 10n	10n ... 33n	B37783-A•••••5
2,65	2,3	0,51	0,25	S 6000/2	4,7n ... 33n	39n ... 100n	B37783-J •••••5
5	3			NP 0/1B	330 ... 820	1n ... 2,2n	B38784-A•••••5
4,75	3,47	2,0	1,5	S 1400/2	1,2n ... 56n	39n ... 100n	B37784-A•••••5
4,22	2,95	0,51	0,65	S 6000/2	47n ... 68n	150n ... 270n	B37784-J •••••5
6	5			NP 0/1B	1n ... 2,7n	3,3n ... 6,8n	B38785-A•••••5
5,9	5,65	2,0	1,5	S 1400/2	68n ... 100n	120n ... 330n	B37785-A•••••5
5,35	5,1	0,51	0,65	S 6000/2	150n ... 220n	330n ... 1000n [5]	B37785-J •••••5
10	9			NP 0/1B	3,3n ... 8,2n	8,2n ... 22n	B38786-A•••••5
10,2	9,7	3,0	2,5	S 1400/2	120n ... 330n	390n ... 1000n	B37786-A•••••5
9	8,8	0,51	0,65	S 6000/2	270n ... 1000n	1,5 µF ... 3,9 µF	B37786-J •••••5

[1]) 12. Datenstelle der Sachnummer
[2]) 8. Datenstelle der Sachnummer
[3]) Werte entsprechend der Reihe E24.
[4]) Toleranzen < 10 pF: ± 1 pF ≙ F; ± 0,5 pF ≙ D
[5]) Maximal s = 2,4

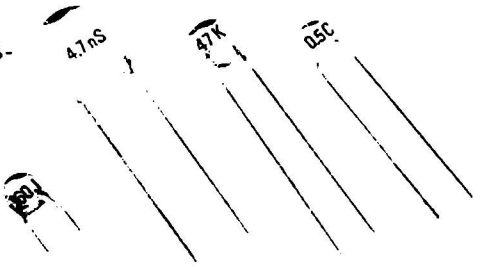
Scheibenausführung ⌀5 ··· ⌀16

für allgemeine Anforderungen 500 V–

SDP• SDR• B 36085

Scheibenkondensator aus NDK-Keramik (Typ 1 B) oder HDK-Keramik (Typ 2) mit parallelen Anschlußdrähten im Rastermaß *r*.

Nennspannung: U_N = 500 V–

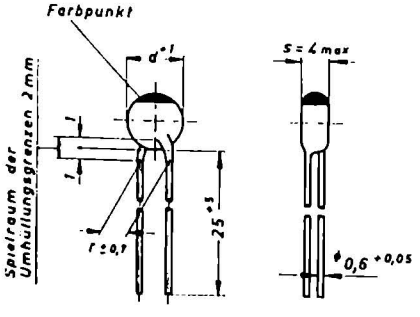


Die Kondensatoren entsprechen DIN 41922, Form SDPM, SDPN, SDRM und SDRN. Es bestehen folgende Unterschiede:

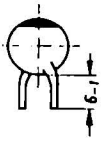
	DIN	Siemens
Nennspannung	400 V–	500 V–
Anwendungsklasse Prüfklasse	HPG 25/085/04	GPG 40/085/04
Abmessungen	bis 12⌀	HDK-Keramik auch ⌀16 mit vergrößerten Werten von C_N. Sonst bei einigen C_N-Werten Abmessungen kleiner
Rastermaß	für kleine Werte C_N nicht vorgesehen	auch bei kleinen Werten von C_N
Spektrum	bis C_N = 4700 pF	bis C_N = 10000 pF (⌀16)
Bezugstemperatur	20 °C	25 °C

Weitere technische Angaben DIN 41 920.

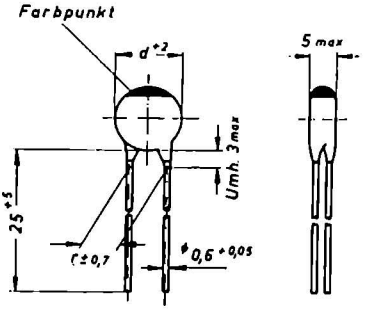
SDP• (Sp)



SDR• (Ss)



SDPT (Sp Ut)



Anwendungs-klasse	Oberfläche	Draht-länge	Kurzzeichen		DIN	Siemens[1])	d max	s max
GPG	teilweise lackiert	25^{+5}	Sp	L	SDPM	0	d^{-1}	4
	teilweise kunststoffumhüllt		Sp	U	SDPN	1	d^{+2}	5
FPF	vollständig kunststoffumhüllt und imprägniert		Sp	Ut	SDPT	3		
GPG	teilweise lackiert	6^{-1}	Ss	L	SDRM	7	d^{+1}	4
	teilweise kunststoffumhüllt		Ss	U	SDRN	8	d^{+2}	5

Bezeichnungsbeispiel: Ker-Kondensator S D P N 5 N 1500/1 B 47 / 10 / 500
Art Ob Masse C_N Tol U_N

Durchmesser (d)
nach DIN 41 922 Ker-Kondensator S D P N N 1500/1 B 47 / 10 / DIN 41922
Art Ob Masse C_N Tol d, U_N

Bestellbeispiel = Sachnummer B 38117-J 5470-K••1

Bauform (Art)

Bei Keramik 1 B: Keramikart (Masse)
7 · J ≙ N 1500/1 B
Bei Keramik 2: Durchmesser (d)
und Entwicklungsstand z. B.
5 · A ≙ ⌀5 mm Entwicklungsstand A
Nennspannung 5 ≙ 500 V– (U_N)
Nennkapazität
470 ≙ 47 · 10° pF = 47 pF (C_N)

(Ob) Oberfläche und Drahtlänge 1 ≙ teilweise kunststoffumhüllt, Drähte lang (s. Tabelle)
ggf. 3. und 4. Wertziffer der Kapazität (entfällt bei Wert 0)
(Tol) Toleranz K ≙ ± 10% (siehe Toleranztabelle)

Scheibendurchmesser d		5	8	12	
Rastermaß r		5	5	7,5	
Typ	Keramikart[2])	Nennkapazität C_N in pF			Bestellbezeichnung
1 B	P 100	0,7···3,9	> 3,9···8,2	> 8,2···10	B 38110-A5••0-••••
	NP 0	1,5···9,1	> 9,1···15	> 15···22	B 38112-A5••0-••••
	N 033	1,5···9,1	> 9,1···18	> 18···24	B 38110-J5••0-••••
	N 075	2,8···9,1	> 9,1···20	> 20···33	B 38111-J5••0-••••
	N 150	1,8···10	> 10···24	> 24···33	B 38112-J5••0-••••
	N 220	3,9···12	> 12···27	> 27···33	B 38113-J5••0-••••
	N 470	2,4···15	> 15···39	> 39···50	B 38115-J5••0-••••
	N 750	4,7···27	> 27···56	> 56···68	B 38116-J5••0-••••
	N 1500	9,1···47	> 47···75	> 75···100	B 38117-J5••0-••••
	N 5600	48···160	> 160···360		B 38115-A5•••-••••

Die doppelt umrandeten Nennkapazitätswerte sind nur in den Ausführungen SD•N und SDPT lieferbar (umhüllt).

[1]) 15. (letzte) Datenstelle der Sachnummer

[2]) Die stark eingerahmten Keramikarten sind zu bevorzugen

Scheiben-durchmesser d		5	8	12	16	Weitere Datenstellen der Sach-nummer
Rastermaß r		5	5	7,5	7,5	
Typ	Keramikart	Nennkapazität C_N und Bauform-Nummer				
2P	S 700	62... 180 B 37215-	> 180... 430 B 37218-	> 430...1000 B 37212-		-B5•••-•••[2]
	S 1400	200... 470 B 37315-	> 470...1000 B 37318-			-A5•••-•••[2]
2R	S 2000	> 180... 560 B 37205-	> 560...1000 B 37208-	>1000...2700 B 37202-		-A5•••-•••[2]
2T	S 4000	> 560...1000 B 37235-	>1000...2200 B 37238-	>2200...4700 B 37232-	>4700... 8200 B 37236-	-J 5•••-•••[2]
	S 6000	>1000.. 2200 B 37233-	>2200...4700 B 37 233-	>4700...6800 B 37 233-	>6800...10000 B 37233-	-A5•••-•••[2]

Die doppelt umrandeten Nennkapazitätswerte sind nur in den Ausführungen SD•N und SDPT lieferbar (umhüllt).

Toleranz der Nennkapazität C_N	%	+80 −20	+50 −20	±20	±10	±5	±2,5				
	pF							±2	±1	±0,5	±0,25
Kennbuchstabe [2]		Z	S	M	K	J	H	G	F	D	C
Typ	Keramikart	Lieferbare Toleranzen									
1B	P 100 C_N ≤ 10 pF bis N 1500 C_N > 10 pF			x	x	x	x	x	x	x	x
	N 5600			x	x	x					
2	S 700 bis S 2000		x	x	x						
	S 4000 und S 6000	x	x	x							

[1]) Die stark eingerahmten Keramikarten sind zu bevorzugen.
[2]) An 12. und an letzter Datenstelle Kennbuchstaben für Toleranz und Kennziffer für Oberfläche (siehe Tabellen) einsetzen.

Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

11. Al-Elektrolyt-Kondensatoren

11.1. Allgemeine technische Angaben für Kondensatoren Typ I und II nach DIN

I. Grundsätzlicher Aufbau

Metalle, deren Oxide den Strom in einer Richtung sperren, in der anderen jedoch durchlassen nennt man Ventilmetalle. Diese Eigenschaft läßt sich für den Bau von Elektrolyt-Kondensatoren ausnutzen. Praktische Bedeutung haben die Metalle Aluminium und Tantal erlangt. In den nachstehenden Ausführungen soll nur der Aluminium-Elektrolyt-Kondensator (Al-Elko) behandelt werden. Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren siehe Seite 473.

Der Elektrolyt-Kondensator nimmt in der Reihe der verschiedenen Kondensator-Arten eine Sonderstellung ein, da seine Wirkungsweise zum Teil auf elektrochemischen Vorgängen beruht. Zum Verständnis seiner Eigenschaften ist es notwendig, auch seinen Aufbau etwas näher zu betrachten. Grundsätzlich besteht jeder Kondensator aus zwei elektrisch leitenden Belägen und einem dazwischen liegenden Dielektrikum. Dies ist auch beim Al-Elko der Fall. Er unterscheidet sich jedoch von anderen Bauarten dadurch, daß die eine Elektrode (Kathode) nicht als Metallbelag dargestellt, sondern durch eine leitende Flüssigkeit, den Elektrolyten, gebildet wird. Als Gegenelektrode (Anode), dient ein Al-Körper (bei der heute allein gebräuchlichen Wickelform eine Al-Folie), auf dessen Oberfläche durch elektrolytische Vorgänge eine Aluminiumoxidschicht erzeugt wird (Dielektrikum). Das nicht zur Oxidation verbrauchte Aluminium (Muttermetall) stellt den erforderlichen positiven Belag dar.

Die Vorzüge des Elektrolyt-Kondensators, die zu seiner weitverbreiteten Anwendung geführt haben, sind einmal seine hohe Volumenkapazität (große Kapazitätswerte bei geringem Raumbedarf), die die Herstellung von Kondensatoren bis herauf zu 1 Farad gestattet, zum anderen der im Verhältnis zum Kapazitätswert geringe Preis.

Wie bei anderen Kondensatoren auch ist die Kapazität direkt proportional der wirksamen Oberfläche und umgekehrt proportional dem Abstand der beiden Beläge, der bei Elkos durch die Dicke der Oxidschicht gegeben ist. Das Aluminiumoxid hat den besonderen Vorzug, daß es gegenüber anderen Dielektrika sehr viel dünner ausgebildet werden kann und trotzdem spannungsfest ist. Seine Dicke kann den Betriebsbedingungen des Kondensators genau angepaßt werden.

Bild 1
Aufgerauhte Al-Folie im Rasterelektronenmikroskop. Vergrößerung 2500fach.

Die Aluminiumoxidschicht wird durch anodische Oxidation erzeugt (Formierung). Die Schichtdicke wächst praktisch proportional der angelegten Formierspannung. Die Endformierspannung wird aus Sicherheitsgründen höher gewählt als die Nenn- bzw. Spitzenspannung.

Die Schichtdicke beträgt ca. 0,0012 µm je Volt, d. h., selbst bei Kondensatoren hoher Spannung ist nur mit einem Abstand der beiden Beläge von ca. 0,7 µm zu rechnen, woraus sich schon ein Teil der hohen Raumkapazität erklärt. (Die Mindestdicke z. B. eines Papierdielektrikums beträgt 6 bis 8 µm.) Ein weiterer Faktor ist die durch eine elektrochemische Ätzung (Aufrauhung) um ein Vielfaches vergrößerte Oberfläche der Elektroden (siehe Bild 1). Da der eine Belag des Elkos aus einer Flüssigkeit (Elektrolyt) besteht, paßt sich dessen Oberfläche ideal an die der Anode an.

Bei der Formierung der geätzten Folie wachsen die feinen Ätzporen z. T. zu, und zwar um so mehr, je höher die Formierspannung und damit die Schichtdicke ist. Durch verschiedenartige Ätzverfahren läßt sich die Porengröße der verlangten Spannung anpassen. Die relative Dielektrizitätskonstante des Aluminiumoxids ist mit ca. 10 vergleichsweise groß. Die zulässige Betriebsfeldstärke beträgt etwa 8 MV/cm und liegt damit außergewöhnlich hoch.

Da die Oxidschicht einen spannungsabhängigen Widerstand darstellt, steigt der Strom überproportional zur angelegten Spannung an. Es ergibt sich eine Kurve nach Bild 2.

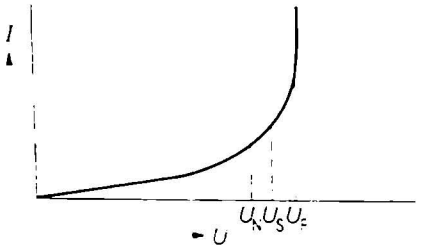


Bild 2
Spannungsabhängigkeit des Stromes beim Al-Elko

Wenn die Formierspannung U_F erreicht ist, setzt eine Weiterformierung ein, verbunden mit einer starken Gas- und Wärmeentwicklung. Dies tritt, zwar in geringerem Maße, auch schon im stark gekrümmten Teil der Kurve auf. Um eine Zerstörung des Kondensators zu vermeiden, legt man die Nennspannung in den wenig gekrümmten Teil der Kurve. Die Differenz zwischen der Formierspannung und der Betriebsspannung, die sogenannte Überformierung, bestimmt also die Betriebssicherheit der Kondensatoren wesentlich mit. Hiermit hat man die Möglichkeit, durch eine hohe Überformierung besonders betriebssichere Kondensatoren, wie sie für erhöhte Anforderungen (DIN 41240, Typ I) benötigt werden, zu bauen.

Für Al-Elko ist heute, wie schon erwähnt, praktisch nur noch die Wickelform gebräuchlich. Der Wickel enthält außer der schon beschriebenen Anode eine zumindest gleich große zweite Al-Folie, die jedoch nicht formiert ist. Sie dient als großflächige Stromzuführung für den Elektrolyten und wird im Sprachgebrauch als „Kathode" bezeichnet, obgleich die eigentliche Kathode von der Funktion her der Elektrolyt ist.

Beide Folien sind meistens durch mehrere Papierlagen voneinander getrennt. Das Papier hat verschiedene Aufgaben zu erfüllen. Es dient sowohl als Elektrolytträger – der Elektrolyt wird in den Poren des saugfähigen Papiers gespeichert – als auch als Abstandhalter zur Verhinderung von Schlüssen und zum Erreichen der nötigen Spannungssicherheit, zwischen Anode und „Kathode".

II. Begriffsbestimmungen, technische Werte, Erläuterungen

Die nachstehend gemachten Angaben, in denen auch Zahlenwerte genannt werden, sind allgemeiner Art. Für bestimmte Bauformen gelten zum Teil bessere Werte, die dann in dem Blatt für die betreffende Einzelbauform enthalten sind.

1. Glatt und rauh

Heute werden wegen ihrer kleinen Abmessungen fast ausschließlich Al-Elkos mit rauhen, also oberflächenvergrößerten Folien verlangt. Elkos, bei denen die Folie nicht aufgerauht ist (glatt), haben zum Teil etwas bessere elektrische Werte, sind aber um ein Mehrfaches größer. Sie werden nur noch für Sonderfälle eingesetzt; ihr prozentualer Anteil geht laufend zurück, so daß eine völlige Fertigungseinstellung nur noch eine Zeitfrage ist. In den noch existierenden Normblättern ist auch bereits ein Warnvermerk enthalten, der besagt, daß solche Kondensatoren nicht mehr für Neukonstruktionen zu verwenden sind.

2. Gepolt und ungepolt

Der Elektrolyt-Kondensator nach dem bisher beschriebenen Aufbau, der also aus einer formierten Aluminiumfolie mit darauf befindlicher Dielektrikumschicht, einer zweiten Aluminiumfolie und dem zwischen beiden Folien befindlichen Elektrolyten besteht, funktioniert nur ordnungsgemäß, wenn an der formierten Al-Folie (Anode) der Pluspol und an der anderen Folie (Kathode) der Minuspol angeschlossen ist. Bei umgekehrter Polung würde ein elektrolytischer Prozeß ablaufen und auf der Kathodenfolie in gleicher Weise wie auf der Anode eine Dielektrikumschicht aufgebaut werden. Hierbei würden eine starke innere Erwärmung und Gasbildung auftreten, die unter Umständen den Kondensator zerstören können. Zum anderen würde durch die mit zunehmender Oxidschichtdicke immer kleiner werdende Kathodenkapazität, die mit der Anodenkapazität in Reihe liegt, die Gesamtkapazität erheblich vermindert werden. Der Elektrolyt-Kondensator ist daher in seinem Grundaufbau nur für Betrieb mit Gleichspannung, oder eine Wellenspannung, d.h. eine Gleichspannung mit überlagerter Wechselspannung, sein darf, verwendbar, wobei der Pluspol an der Anode liegen muß. Dies ist die sogenannte *gepolte* Ausführung, die für die Mehrzahl aller Einsatzfälle in Betracht kommt. Die für gepolte Elektrolyt-Kondensatoren zu fordernde Beachtung der richtigen Polung gilt mit der Einschränkung, daß eine Falschpolung bis zu 2 V zulässig ist, weil die oben beschriebene schädliche Formierung der Kathode erst bei Spannungen in dieser Größenordnung beginnt. (Die Kathodenfolie ist mit einer Luftoxidschicht bedeckt, die einer anodisch erzeugten Schicht von ca. 2 V entspricht.)

Daneben gibt es den *ungepolten* (bipolaren) Elektrolyt-Kondensator. Bei ihm ist außer der Anodenfolie auch die 2. Folie bereits fertigungsmäßig formiert und zu einer weiteren Kapazität gleicher Größe wie die Anodenkapazität ausgebildet. Ein solcher Aufbau gestattet sowohl den Betrieb mit Gleichspannung in beliebiger Polung als auch mit reiner Wechselspannung. Da letztere eine Eigenerwärmung hervorruft, muß die Wechselspannung erheblich unter der Nenngleichspannung bleiben. Wegen der Hintereinanderschaltung der beiden gleichen Teilkapazitäten beträgt die Gesamtkapazität nur die Hälfte der Einzelkapazität. Ein ungepolter Elektrolyt-Kondensator benötigt daher gegenüber einem gepolten bei gleicher Gesamtkapazität und sonst gleichen Aufbauverhältnissen ein bis zum Zweifachen größeres Volumen.

3. Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen (Typ I) und für allgemeine Anforderungen (Typ II)

Elkos Typ I sind Kondensatoren, die eine hohe Bezugszuverlässigkeit (siehe Punkt 17) aufweisen. Neben der laut Abschnitt I möglichen weitgehenden Überformierung werden auch noch andere Maßnahmen zur Erhöhung der Zuverlässigkeit angewendet. Die Aufbau-Materialien für Al-Elkos müssen grundsätzlich hohen Reinheitsforderungen genügen; für Kondensatoren des Typ I ist eine besonders sorgfältige Auswahl erforderlich. Der für solche Kondensatoren benötigte Aufwand wirkt sich sowohl auf die Gehäusegröße als auch auf den Preis aus.

Für das Entertainmentgebiet sind Aufwendungen des gleichen Ausmaßes nicht erforderlich, da eine geringere Zuverlässigkeit ausreicht. Hier werden vor allem Forderungen nach kleinen Abmessungen erhoben. In den letzten Jahren ist eine ständige Verkleinerung der Abmessungen

erfolgt, was vorzugsweise durch Erhöhung des Aufrauhgrades zustande kam. Dies läßt sich aber nicht beliebig fortsetzen, da mit kleiner werdender Folienfläche die Verluste größer werden. Man hat diesen Nachteil durch Verwendung hochleitfähiger Elektrolyte jedoch bisher zum großen Teil noch ausgleichen können. Al-Elkos für allgemeine Anforderungen werden mit Typ II bezeichnet.

4. Normung

Für Al-Elkos der Typen I und II gibt es jeweils Grundnormen, in denen neben Begriffsbestimmungen vor allem Eigenschaften wie z. B. Temperaturbereich, Bezugszuverlässigkeit, Werte für den Verlustfaktor, den Scheinwiderstand, den Ersatzserienwiderstand, den Betriebs- und Abnahme-Reststrom, die Strombelastbarkeit u. a. angegeben sind. Es handelt sich um folgende Grundnormen:

a) DIN 41332, Blatt 1
   Gepolte Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren bis 450 V
   Typ II (für allgemeine Anforderungen) mit rauhen Anoden
   Technische Werte und Prüfbestimmungen, Typ II A

b) DIN 41332, Blatt 10
   Gepolte Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren 6,3 bis 100 V
   Typ II (für allgemeine Anforderungen) mit rauhen Anoden
   Technische Werte und Prüfbestimmungen
   Ergänzung für Typ II B zu DIN 41332, Blatt 1

c) DIN 41240
   Gepolte Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren 6,3 bis 450 V
   Für erhöhte Anforderungen. Technische Werte und Prüfbestimmungen
   Typ I A und I B rauhe Anode

d) DIN 41230
   Gepolte Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren bis 100 V
   Typ I A und I B (für erhöhte Anforderungen) mit glatten Anoden
   Technische Werte

Die Grundnormen DIN 41332, Blatt 1 und DIN 41240 werden in dem zuständigen Ausschuß entsprechend dem technischen Fortschritt von Zeit zu Zeit überholt. DIN 41332, Blatt 10, ist noch nicht offiziell herausgegeben, was aber demnächst erfolgen soll. DIN 41230 ist als veraltet zu bezeichnen und wird auch voraussichtlich wegen der schon erwähnten Fertigungseinstellung der Elkos mit glatten Folien nicht mehr neu bearbeitet werden.

Den genannten DIN-Grundnormen sind jeweils eine Reihe von Bauartnormen zugeordnet, die nur für eine bestimmte Ausführung (z. B. Elkos mit axialen Drahtanschlüssen) gelten. Häufig sind hier bessere elektrische Werte angegeben als in der Grundnorm. In den Bauartnormen sind auch die maximal zulässigen Abmessungen in Zuordnung zur Kapazität und Nennspannung enthalten. Neuere Normen geben Kapazitätswerte an, die einer E3- oder E6-Reihe entsprechen. Die Nennspannwerte sind nach der R5-Reihe, einige Ausnahmen entsprechend den Erfordernissen, genormt worden.

In den B-Blättern über Einzelbauformen ist die Nummer der Bauartnorm angegeben, wenn eine solche vorliegt. Auch die Kondensatoren selbst werden mit dieser Nummer gekennzeichnet, falls die Gehäusegröße dies erlaubt. Gibt es (noch) keine Bauartnorm, erhalten die Kondensatoren die Nummer der Grundnorm. Das Kapazitäts-Spannungsspektrum in unseren B-Blättern ist nicht immer gleich dem in den Bauartnormen. Es kann je nach Bedarf größer oder kleiner sein.

Die in den DIN-Blättern gemachten Angaben werden, soweit dies notwendig ist, in die Siemens-B-Blätter zur Vervollständigung übernommen.

Für ungepolte Elkos gibt es keine DIN-Norm, der Bedarf an diesen Typen ist gering. Blitzlicht-Elkos werden zwar in großen Stückzahlen hergestellt, eine Normung kann aber wegen der Vielzahl der verlangten Typen z.Z. nicht durchgeführt werden.

5. Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N ist die Spannung, für die der Kondensator gebaut und nach der er benannt ist. Sie ist eine Gleichspannung. Die für Typ I bzw. Typ II gültigen Nennspannungen gehen aus nachstehender Tabelle hervor, wobei schon gewisse bevorstehende Korrekturen zu DIN 41332 berücksichtigt wurden.

	Niedervolt-(NV-)Spannungen									Hochvolt-(HV-)Spannungen			
U_N in Volt	3	6,3	10	16	25	40	63	70	100	160	250	350	450
Typ I	–	×	×	×	×	×	–	×	×	×	×	×	×
Typ II	×	×	×	×	×	×	×	–	×	×	×	×	×

* In jeder Bauartnorm bzw. nicht in jedem der Siemens-B-Blätter sind alle Spannungen vertreten; hier wird der tatsächliche Bedarf berücksichtigt.

6. Dauergrenzspannung U_g

Die Dauergrenzspannung U_g ist die höchste Spannung, mit der die Kondensatoren dauernd betrieben werden können. Sie ist in gewissen Grenzen von der Umgebungstemperatur abhängig.

Bei Al-Elkos mit einer oberen Temperaturgrenze bis 85 °C darf sie gleich der Nennspannung sein. Bei Elkos mit darüberliegender oberer Grenztemperatur ist eine Spannungsminderung (Derating) erforderlich (siehe Einzelbauformen).

7. Betriebsspannung U_B

Bei der Festlegung der am Kondensator im Dauerbetrieb auftretenden Spannung, der Betriebsspannung, die die Dauergrenzspannung nicht überschreiten darf, sind alle ungünstigen Betriebsverhältnisse (z.B. mögliche Netzüberspannungen, ungünstige Toleranzen des Übersetzungsverhaltnisses des Netztransformators im Gerät, wiederkehrende Überspannung über 1 Minute beim Einschalten, hohe Umgebungstemperaturen usw.) zu berücksichtigen. Ein Betrieb unterhalb der Dauergrenzspannung ist zulässig und wirkt sich, insbesondere bei hohen Temperaturen, vorteilhaft auf die Beanspruchungsdauer aus.

8. Spitzenspannung U_s

Die Spitzenspannung U_s ist die höchste Spannung (Scheitelwert), die kurzzeitig, in einer Stunde höchstens 5mal bis zur Dauer von 1 Minute, am Kondensator anliegen und während dieser Zeit keinesfalls überschritten werden darf. Für betriebsmäßiges periodisches Laden und Entladen des Kondensators darf sie nicht in Anspruch genommen werden. Bei Elkos mit einer oberen Grenztemperatur > 85 °C ist statt U_N die reduzierte Betriebsspannung U_B einzusetzen. Es gilt:

für $U_N \leq 100$ V: $U_s = 1{,}15 \cdot U_N$

für $U_N > 100$ V: $U_s = 1{,}1 \cdot U_N$

9. Überlagerte Wechselspannung

Diese ist der Effektivwert der Wechselspannung, mit der der Kondensator zusätzlich zu einer Gleichspannung belastet werden darf. Der Scheitelwert der so entstandenen Wellenspannung darf die Nennspannung nicht überschreiten. Es darf keine Spannung umgekehrter Polarität auftreten deren Scheitelwert > 2 V ist (Ausnahme: ungepolte Elkos).

10. Überlagerter Wechselstrom

Der überlagerte Wechselstrom ist der Effektivwert des Wechselstroms, mit dem der Kondensator belastet werden darf. Er ist um so größer, je größer die Kondensatoroberfläche (Abkühloberfläche) und je kleiner der Verlustwinkel ist. Hieraus ergibt sich unter Umständen die Notwendigkeit, einen Kondensator aus einer höheren Spannungsreihe zu wählen, als es von der Spannungsbelastung her erforderlich ist. Eine weitere Abhängigkeit besteht von der Umgebungstemperatur und in gewissem Grade auch von der Frequenz.

Die nachstehend bzw. in den Blättern über Einzelbauformen gemachten Angaben für einen sinusförmigen Wechselstrom von 50 und 100 Hz beziehen sich auf eine Umgebungstemperatur von $\leqslant 40$ °C. Bei höheren Temperaturen muß die Wechselstrombelastung je nach Anwendungsklasse (siehe Punkt 15) wie folgt reduziert werden.

	Anwendungsklassen GPF, HPF und FPD		Anwendungsklasse FKD	
Umgebungs-Temperatur	zulässiger Prozentsatz des 40 °C-Wertes	Oberflächen-Temperatur	zulässiger Prozentsatz des 40 °C-Wertes	Oberflächen-Temperatur
40 °C	100%	50 °C	100%	50 °C
50 °C	90%	58 °C	100%	60 °C
60 °C	80%	67 °C	95%	69 °C
70 °C	60%	75 °C	85%	78 °C
80 °C	40%	82 °C	75%	86 °C
85 °C	25%	86 °C	70%	90 °C
95 °C	—	—	60%	98 °C
110 °C	—	—	40%	112 °C
125 °C	—	—	20%	126 °C

Bei Belastung mit nicht eindeutig definierten Strömen oder Frequenzen darf an keinem Punkt des Gehäuses die Oberflächentemperatur höher sein als oben angegeben.

Soweit in den speziellen B-Blättern keine anderen Werte genannt sind, gelten für Elkos Typ II (allgemeine Anforderungen) die folgenden Richtwerte:

Nenn-kapazität	Frequenz	Richtwerte für Effektivstrom in mA bei Nennspannung											
		3 V	6,3 V	10 V	16 V	25 V	40 V	63 V	100 V	160 V	250 V	350 V	450 V
0,47 µF	50 Hz	–	–	–	–	–	–	3	4	6	8	10	14
	100 Hz							6	8	9	10	11	15
1 µF	50 Hz	–	–	–	–	–	2	8	8	14	15	16	22
	100 Hz						5	12	16	17	18	18	24
2,2 µF	50 Hz	–	–	–	4	4	6	11	15	24	24	25	35
	100 Hz				8	8	13	17	25	30	30	30	40
4,7 µF	50 Hz	–	–	–	10	11	13	30	40	40	45	45	65
	100 Hz				19	21	24	40	45	55	55	55	70
10 µF	50 Hz	6	11	15	20	23	25	50	60	80	85	90	120
	100 Hz	11	22	25	30	35	45	55	70	90	100	110	130
15 µF	50 Hz	–	–	–	–	–	–	–	–	110	110	130	170
	100 Hz									130	130	150	180
22 µF	50 Hz	13	23	35	50	50	70	90	110	150	160	190	230
	100 Hz	23	40	45	60	70	80	100	130	180	180	210	240
33 µF	50 Hz	–	–	–	–	–	–	–	–	200	220	250	290
	100 Hz									230	250	280	320
47 µF	50 Hz	30	60	70	100	110	120	150	210	250	300	320	360
	100 Hz	50	70	80	110	120	130	180	240	300	340	360	420
100 µF	50 Hz	60	110	120	140	160	200	280	360	420	480	550	600
	100 Hz	100	130	150	170	190	220	340	400	500	600	650	660
220 µF	50 Hz	140	190	220	280	340	400	550	700	900	1000	1000	1000
	100 Hz	190	220	250	320	380	460	650	800	1000	1100	1100	1100
330 µF	50 Hz	–	–	–	–	–	–	–	–	1100	1300	1400	1400
	100 Hz									1200	1400	1500	1500
470 µF	50 Hz	250	320	400	500	600	700	950	1100	1400	1700	1800	1800
	100 Hz	300	360	460	600	700	800	1100	1300	1500	1800	1900	1900
1000 µF	50 Hz	460	600	650	850	1100	1200	1700	2000	2300	2600	2800	2800
	100 Hz	550	700	750	1000	1300	1400	2000	2300	2500	2800	3000	3000
2200 µF	50 Hz	1000	1100	1400	1600	2000	2400	3000	3600	–	–	–	–
	100 Hz	1100	1300	1600	1800	2200	2600	3500	4100				
4700 µF	50 Hz	1600	1900	2300	2700	3200	3700	4800	5800	–	–	–	–
	100 Hz	1800	2100	2600	3100	3600	4000	5400	6400				
10000 µF	50 Hz	2600	3000	3600	4200	4700	5300	6800	–	–	–	–	–
	100 Hz	2900	3400	4000	4600	5200	5600	7300					
22000 µF	50 Hz	–	4600	5400	6300	7000	–	–	–	–	–	–	–
	100 Hz		5200	6000	7000	7800							
47000 µF	50 Hz	–	6200	7500	–	–	–	–	–	–	–	–	–
	100 Hz		7000	8500									

Bei höheren Frequenzen als 100 Hz ist eine etwas größerer Wechselstrom zulässig. Man kann in etwa mit folgenden Faktoren rechnen:

bei 400 Hz Faktor 1,2
bei 800 Hz Faktor 1,3
bei 1000 Hz Faktor 1,35
$\geqslant$ 2000 Hz Faktor 1,4

11. Kapazität

11.1. Nennkapazität C_N

Die Nennkapazität C_N ist die Kapazität, nach der der Kondensator benannt ist. Der Kapazitäts-Istwert kann innerhalb der in den Einzelbauformen genannten Auslieferungstoleranzen davon abweichen.

11.2. W- und G-Kapazität

Die wirksame Kapazität eines Kondensators hängt von der Art der Schaltung ab, in der er betrieben wird. Die Nennkapazität wird daher entweder mit Wechselstrom (W-Kapazität) bei den Typen IA und IIA oder mit Gleichstrom (G-Kapazität) bei den Typen IB und IIB bestimmt. Man unterscheidet dementsprechend in

W-Kapazität – wichtig bei Glättungs- und Kopplungskondensatoren sowie Kondensatoren zum Ableiten von Nieder- und Hochfrequenzströmen

G-Kapazität – maßgebend bei Kondensatoren für Entladeschaltungen, z. B. zum Einhalten von Zeitbedingungen

Die W-Kapazität (Serienkapazität C_r) ist der kapazitive Anteil der Ersatzserienschaltung. Sie wird durch Messung mit einer Wechselspannung $\leqslant$ 0,5 V ermittelt und ist frequenzabhängig. Deshalb muß eine bestimmte Meßfrequenz vereinbart werden. Nach DIN ist sie 50 Hz. In anderen Vorschriften, z. B. IEC, wird 100 bzw. 120 Hz verlangt. Da auch noch eine Temperaturabhängigkeit besteht, wurde eine Bezugstemperatur festgelegt, laut DIN beträgt sie 20 °C.

Die G-Kapazität ist die Kapazität, die durch einmalige Entladung des auf Nennspannung aufgeladenen Kondensators unter bestimmten Zeitbedingungen ermittelt wird. Wegen des Umfangs der Beschreibung der Meßmethoden wird hier auf DIN 41328, Blatt 4 (Messung der Gleichspannungskapazität) verwiesen. Orientierend sei gesagt, daß sich bei der G-Kapazität-Messung ein höherer Kapazitätswert ergibt, als bei der W-Kapazität-Messung. Die Faktoren betragen in etwa 1,1 bis 1,5, wobei die größten Abweichungen bei den Kondensatoren für kleine Nennspannungen auftreten.

11.3. Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität eines Elektrolyt-Kondensators ist keine konstante Größe, die unter allen Betriebsbedingungen unverändert bleibt. Einen sehr großen Einfluß übt die Temperatur aus. Mit fallender Temperatur steigt die Viskosität des Elektrolyten an, und seine Leitfähigkeit geht zurück. Es ergibt sich ein prinzipielles Verhalten, wie es aus Bild 3 hervorgeht, worin die 20 °C-Kapazität gleich 1 gesetzt ist.

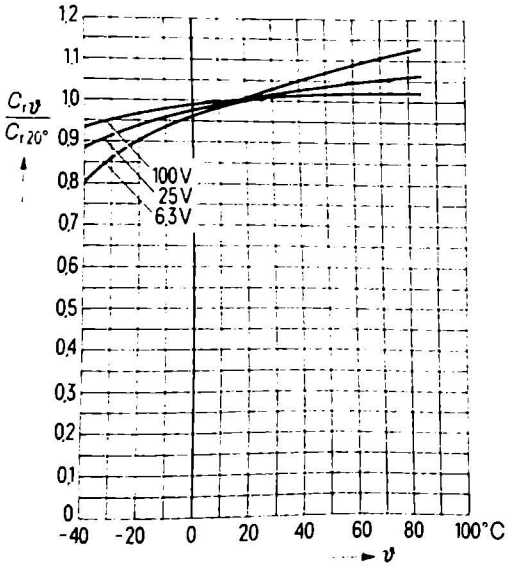


Bild 3
Serienkapazität C_r in Abhängigkeit von der Temperatur. Typisches Verhalten.

Je kleiner die Nennspannung und je höher die Aufrauhung bei sonst gleichen Voraussetzungen ist, desto steiler verlaufen die Kurven. Der in Bild 3 gezeigte günstige, flache Kurvenverlauf wird durch die Verwendung speziell entwickelter Elektrolyte erreicht, so daß die Kondensatoren auch noch bei Temperaturen weit unter dem Nullpunkt funktionsfähig bleiben. Der Kurvenverlauf ist stark unterschiedlich, je nachdem ob die Temperaturabhängigkeit der W- oder der G-Kapazität ermittelt wird. Bei der G-Kapazität ergibt sich ein günstigerer, also flacherer Verlauf der Kurven.

11.4. Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Neben der Abhängigkeit von der Temperatur besteht auch eine solche von der Frequenz. Die Frequenzabhängigkeit der W-Kapazität (C_r) ist aus dem Scheinwiderstand Z des Elkos zu ermitteln (siehe Punkt 14). Mit steigender Frequenz nimmt die wirksame Kapazität ab.

11.5. Zeitliche Kapazitätsänderung (Praktische Inkonstanz)

Eine zeitliche Änderung der Kapazität kann durch verschiedene Vorgänge eintreten. Man bezeichnet dies als praktische Inkonstanz. Sie ist die zeitliche Kapazitätsänderung innerhalb der Brauchbarkeitsdauer und wird auf eine Temperatur von +40 °C bezogen. Die Inkonstanz ist bei niedrigen Nennspannungen größer als bei hohen. In kritischen Fällen empfiehlt es sich deshalb, Kondensatoren aus einer höheren Nennspannungsreihe einzusetzen. Mit zunehmender Betriebstemperatur steigt die Inkonstanz an, ebenso bei dauernder, voller Ausnutzung der zulässigen Wechselstrombelastung. Für Typ I-Kondensatoren sind in DIN 41240 die zulässigen Kapazitätsänderungen infolge der praktischen Inkonstanz wie folgt angegeben.

	Typ I A				Typ I B
Nennspannung V	6,3	10 bis 25	40 bis 100	> 100	40 bis 100
max.	+15% −30%	+10% −20%	+10% −15%	±10%	±7%
Richtwerte	+ 8% −15%	+ 5% −12%	+ 5% −10%	± 5%	—

Für Elkos Typ II werden in DIN 41332 keine Werte genannt, man kann jedoch die in obiger Tabelle angegebenen Maximal-Werte als Richtwerte für Typ II ansehen.

11.6. Schaltfestigkeit

Eine Kapazitätsabnahme kann auch dann erfolgen, wenn die Kondensatoren durch Schaltvorgänge häufig entladen werden. Durch besondere Maßnahmen läßt sich eine erhöhte Schaltfestigkeit im Sinne einer ausreichenden Kapazitätskonstanz bei Schaltungen erreichen. Für Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren des Typs II beträgt die Kapazitätsabnahme weniger als 10% nach 10^8 Schaltungen. Bei Elkos des Typs I ist das Verhalten noch günstiger, Werte siehe Einzelbauformen.

12. Verlustfaktor tan δ

Der Verlustfaktor tan δ ist das Verhältnis von Ersatzserienwiderstand zum kapazitiven Widerstandsanteil in der Ersatzserienschaltung oder von Wirkleistung zu Blindleistung bei sinusförmiger Spannung. Er wird in der gleichen Anordnung gemessen wie die Serienkapazität C_r. Die nachstehend genannten Werte für 50 und 100 Hz beziehen sich auf eine Temperatur von 20 °C.

Elkos Typ I, Größtwerte nach DIN 41240, gültig bis 1000 µF
Elkos Typ II, Größtwerte nach DIN 41332, gültig bis 1000 µF

Nennspannung V		3	6,3	10	16	25	40	63	70	100	160	250	350	450
Typ I	50 Hz	—	0,30	0,18	0,15	0,14	0,12	—	0,10	0,10	0,09	0,08	0,08	0,10
	100 Hz	—	0,45	0,27	0,22	0,21	0,18	—	0,15	0,15	0,13	0,12	0,12	0,15
Typ II	50 Hz	0,30	0,25	0,20	0,17	0,15	0,13	0,11	—	0,10	0,11	0,12	0,13	0,15
	100 Hz	0,45	0,37	0,30	0,25	0,22	0,20	0,16	—	0,15	0,16	0,18	0,20	0,22

Obige Werte erhöhen sich bei 50 Hz um 0,01 und bei 100 Hz um 0,02 je 1000 µF.

Ebenso wie die Kapazität ist auch der Verlustfaktor temperatur- und frequenzabhängig. Wie d e in Bild 4 und 5 wiedergegebene Kurvenschar erkennen läßt, besitzt der Frequenzgang des Verlustfaktors bei jeweils konstanter Betriebstemperatur einen steigenden und fallenden Ast. Das Maximum verlagert sich mit steigender Temperatur von tiefen nach hohen Frequenzen. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß bei tiefen Temperaturen und hohen Frequenzen eine starke Kapazitätsabnahme eintritt.

Abhängigkeit des tan δ von der Frequenz bei einem NV-Elko (Bild 4) und einem HV-Elko (Bild 5).

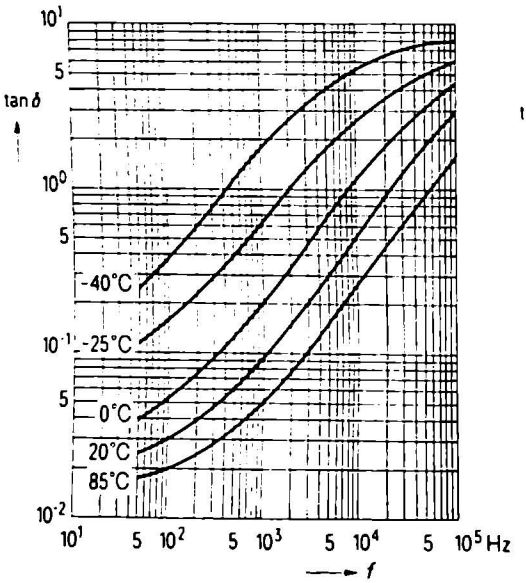


Bild 4 Niedervolt-Elko

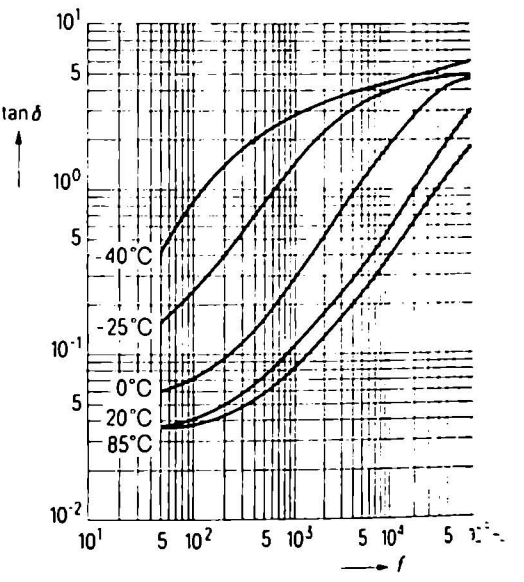


Bild 5 Hochvolt-Elko

In DIN 41240 sind auch noch Multiplikations-Faktoren als Richtwerte für verschiedene Temperaturen genannt.

Temperatur	0 °C	+20 °C	+60 °C
Faktor	≈ 4	1	< 1

Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren weisen in der Regel weit bessere tan δ-Werte auf als in der Norm angegeben. Die in vorstehender Tabelle genannten Werte gelten also nur, soweit in den speziellen B-Blättern keine besseren genannt sind.

113. Ersatzserienwiderstand R_{ESR}

Der Ersatzserienwiderstand ist der ohmsche Anteil in der Ersatzserienschaltung. Wie der Verlustfaktor ist auch der R_{ESR} temperatur- und frequenzabhängig. Er ist mit dem Verlustfaktor tan δ durch die Formel

$$R_{ESR} = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C_r} \quad \text{verbunden.}$$

Für den auf 1 µF bezogenen Ersatzserienwiderstand bei 20 °C werden in den Grundnormen die in nachstehender Tabelle aufgeführten Werte in $\Omega \cdot \mu F$ genannt.

Elkos Typ I, Größtwerte nach DIN 41240, gültig bis 1000 µF

Elkos Typ II, Größtwerte nach DIN 41332, gültig bis 1000 µF.

Nenn-spannung V		3	6,3	10	16	25	40	63	70	100	160	250	350	450
Typ I	50 Hz	—	955	570	480	450	380	—	320	320	285	255	255	320
	100 Hz	—	715	430	350	335	290	—	240	240	210	190	190	240
Typ II	50 Hz	960	800	640	540	480	410	350	—	320	350	380	410	480
	100 Hz	720	590	480	400	350.	320	250	—	240	250	290	320	350

Die ge Werte erhöhen sich um $32\Omega \cdot \mu F$ je 1000 µF.

Der Ersatzserienwiderstand eines Al-Elkos in Ω ergibt sich aus der Teilung des Tabellenwertes durch C_N.

Der praktisch erreichbare R_{ESR} wird durch den ohmschen Anteil der Kontaktverbindungen und der Folienwiderstände nach unten begrenzt; daher sind errechnete Werte unter 0,1 Ω nicht in jedem Fall zu realisieren.

Die in vorstehender Tabelle genannten Werte gelten nur, soweit bei den Einzelbauformen keine besseren genannt sind.

114. Scheinwiderstand Z

Der Scheinwiderstand eines Elektrolyt-Kondensators ergibt sich in erster Linie aus der Reihenschaltung folgender Einzelwiderstände:

1. Blindwiderstand $1/\omega C$ der Kapazität C
2. Ohmscher Widerstand des Elektrolyten und der Zuleitungen.
3. Blindwiderstand ωL der Induktivität des Wickels und der Zuleitungen.

Die beiden Blindwiderstände $1/\omega C$ und ωL sind im wesentlichen nur frequenzabhängig, der Elektrolytwiderstand dagegen hauptsächlich temperaturabhängig. Er nimmt mit fallender Temperatur stark zu.

Diese Charakteristiken der Einzelwiderstände bestimmen den Verlauf des Gesamtwiderstandes eines Elektrolytkondensators in Abhängigkeit von der Frequenz und der Betriebstemperatur. Als Beispiel diene die in Bild 6 und 7 dargestellte Kurvenschar. Man erkennt, daß bei tiefen Frequenzen der kapazitive Widerstand überwiegt. Er fällt mit zunehmender Frequenz mit ($X_c = 1/\omega C$) ab, bis er in die Größenordnung des Elektrolytwiderstandes kommt. Bei weiter steigender Frequenz und veränderter Temperatur (siehe z. B. die +20 °C-Kurve) ist der verhältnismäßig konstant bleibende Elektrolytwiderstand bestimmend. Bei noch höheren Frequenzen bildet sich vor allem bei kleinen Kapazitätswerten und tiefen Temperaturen ein Resonanzminimum. Danach wird der induktive Widerstand des Wickels und der Zuleitung wirksam und hat einen Anstieg des Scheinwiderstandes ($X_L = \omega L$) zur Folge.

Der mit fallender Temperatur stark zunehmende Widerstand des Elektrolyten wirkt sich bei niedrigen Temperaturen durch eine Verschiebung der Scheinwiderstandskurven zu größeren Werten aus. Dieser Einfluß setzt, je niedriger die Temperatur ist, bereits bei tieferen Frequenzen ein.

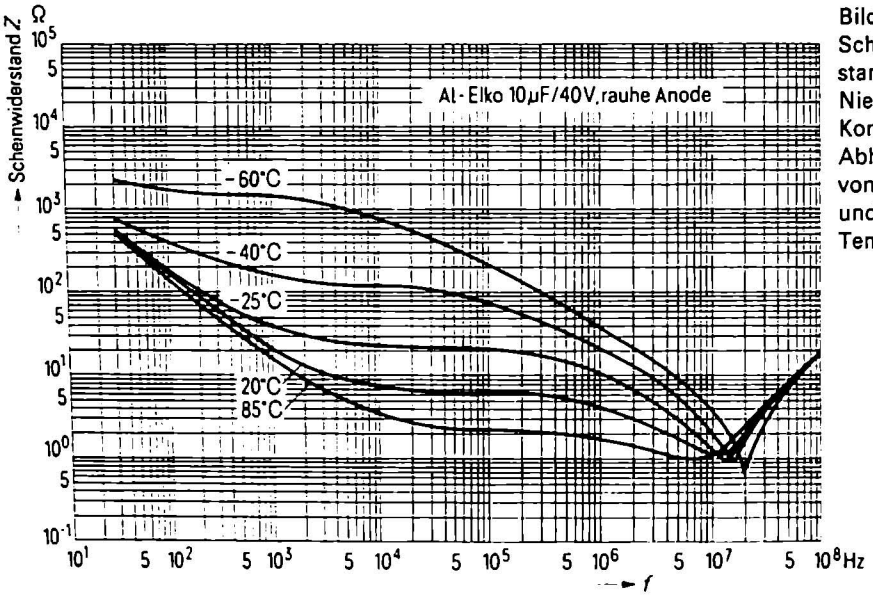


Bild 6
Scheinwiderstand eines Niedervolt-Kondensators in Abhängigkeit von der Frequenz und von der Temperatur

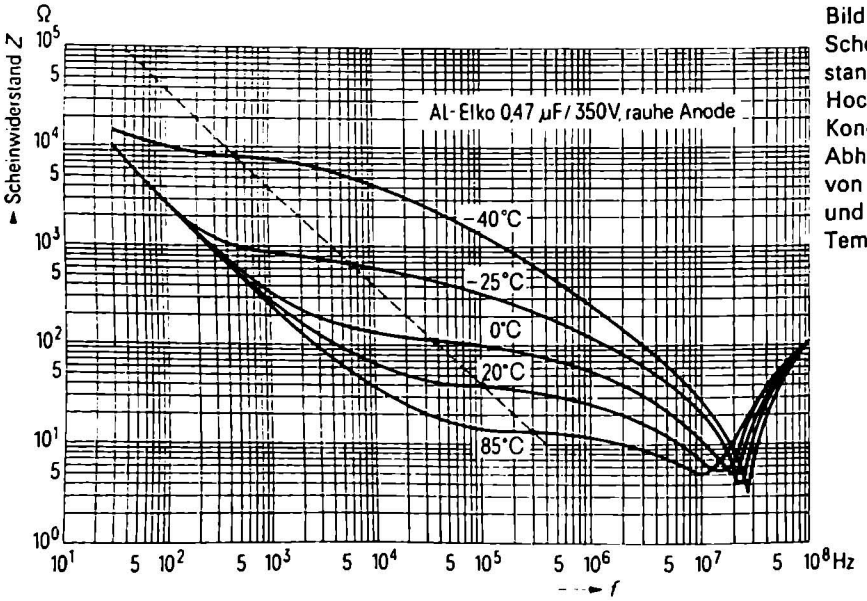


Bild 7
Scheinwiderstand eines Hochvolt-Kondensators in Abhangigkeit von der Frequenz und von der Temperatur

Für den auf 1 µF bezogenen Scheinwiderstand bei verschiedenen Temperaturen werden in den Grundnormen die in nachstehender Tabelle aufgeführten Werte in Ω · µF genannt.

Elkos Typ I, Richtwerte nach DIN 41240
Elkos Typ II, Richtwerte nach DIN 41332

	Frequenz	Anw.-Klasse	Temp.	Nennspannung V 3	6,3	10	16	25	40	63	70	100	160	250	350	450
I	1 kHz	alle	+20 °C	—	700	500	350	300	250	—	200	180	180	190	200	300
		H••	−25 °C	—	15000	10000	6000	4500	3500	—	2500	2000	2000	2500	5000	10000
		G••	−40 °C	—	30000	20000	12000	9000	7000	—	5000	4000	4000	—	—	—
		F••	−55 °C	—	30000	20000	12000	9000	7000	—	5000	4000	4000	5000	10000	—
	10 kHz	alle	+20 °C	—	450	300	180	150	120	—	90	70	60	70	70	100
		H••	−25 °C	—	15000	9000	5000	4000	3100	—	2100	1600	1600	1700	2600	6000
		G••	−40 °C	—	30000	20000	10000	8000	6000	—	4000	3000	3000	—	—	—
		F••	−55 °C	—	30000	20000	10000	8000	6000	—	4000	3000	3000	3400	5200	—
II	1 kHz	alle	+20 °C	520	480	340	300	230	200	175	—	170	180	190	210	380
		H••	−25 °C	6500	4000	2500	1900	1400	1100	900	—	820	3000	3400	3800	11000
		G••	−40 °C	Angaben nur für Anwendungsklassen G••, vorgesehen in Bauartnormen												
	10 kHz	alle	+20 °C	320	240	180	150	120	100	80	—	70	100	150	170	270
		H••	−25 °C	5500	3300	2000	1500	1130	920	730	—	620	2400	3100	3500	12000
		G••	−40 °C	Angaben nur für Anwendungsklassen G••, vorgesehen in Bauartnormen												

Kondensatoren ⩽ 1000 µF sind bei 10 kHz und Kondensatoren > 1000 µF bei 1 kHz zu messen. Der Scheinwiderstand eines Al-Elkos in Ω ergibt sich aus der Teilung des Tabellenwertes durch C_N. Der praktisch erreichbare Scheinwiderstand wird durch den ohmschen Anteil der Kontaktverbindungen und der Folienwiderstände nach unten begrenzt; daher sind errechnete Werte unter 0,1 Ω nicht in jedem Fall zu realisieren.

Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren weisen meistens bessere Scheinwiderstände auf, als aus obiger Tabelle hervorgeht. Sie sind dann bei den Einzelbauformen genannt.

15. Anwendungsklassen

In den vorstehenden Abschnitten wird bereits der Begriff „Anwendungsklasse" gebraucht. Sie gibt mit Schlüsselbuchstaben nach DIN 40040 mit dem ersten Buchstaben die untere Grenztemperatur, mit dem zweiten Buchstaben die obere Grenztemperatur und mit dem dritten Buchstaben den zulässigen Feuchtebereich nach DIN 40040 an. Diesen Begriffen kann man auch noch die jeweils zulässigen Lagertemperaturen zuordnen.

Es bedeuten:

1. Buchstabe	F	G	H
untere Betriebstemperaturgrenze	−55 °C	−40 °C	−25 °C
untere Transport- und Lagertemperatur	−65 °C	−55 °C	−40 °C
2. Buchstabe	**K**	**P**	**S**
obere Betriebstemperaturgrenze	+125 °C	+85 °C	+70 °C
maximal zulässige Lagertemperatur	+ 40 °C	+40 °C	+40 °C
günstigste Lagertemperatur	⩽ + 25 °C	⩽ +25 °C	⩽ +25 °C
3. Buchstabe	**D**	**F**	**C**
rel. Feuchte im Jahresmittel	⩽ 80%	⩽ 75%	⩽ 95%
30 Tage pro Jahr	—	95%	100%
gelegentlich	100%	85%	100%

Die für die Einzelbauformen gültigen Anwendungsklassen sind in den betreffenden B-Blättern genannt. Soweit die Gehäusegröße dies gestattet, erscheint die Anwendungsklasse auch im Schriftbild des Kondensators.

16. Temperaturbereich

Der Temperaturbereich eines Kondensators ist durch die untere und obere Grenztemperatur entsprechend seiner Anwendungsklasse bestimmt. Die Temperaturgrenzen geben die niedrigste und höchste Umgebungstemperatur an, bei welcher der Kondensator betrieben werden darf (Betriebstemperaturbereich).

Die untere Temperaturgrenze ergibt sich aus dem jeweils für die Bauform zugelassenen Scheinwiderstandsanstieg infolge der verminderten Leitfähigkeit des Elektrolyten (siehe Punkt 14).

Die obere Temperaturgrenze gilt für einen Betrieb mit reiner Gleichspannung. Bei Anwendungen mit überlagerten Wechselströmen, wodurch eine Eigenerwarmung des Kondensators hervorgerufen wird, ist die Tabelle nach Punkt 10 zu beachten.

Die Bemessung der oberen Temperaturgrenze hängt bei Al-Elkos eng mit ihrer Zuverlässigkeit (siehe Punkt 17) zusammen. Bei Elkos für allgemeine Anforderungen (DIN 41332) ist die Grenze den Anwendungsgebieten wie Rundfunk, Fernsehen und allgemeine Elektronik angepaßt. Es wird also ein unterbrochener Betrieb berücksichtigt, wobei die höchsten Temperaturspitzen nur jahreszeitlich erreicht werden. Bei Anwendungen mit Dauerbetrieb und besonderen Anforderungen an die Betriebszuverlässigkeit und die zeitliche Inkonstanz wird der Einsatz von Al-Elkos für erhöhte Anforderungen (DIN 41240) empfohlen.

Da die Zuverlässigkeit größer wird, je niedriger die Umgebungstemperatur ist (siehe Punkt 17), sollten Elektrolyt-Kondensatoren innerhalb der Geräte an Stellen möglichst niedriger Umgebungstemperatur eingebaut werden.

17. Bezugszuverlässigkeit

Diese ist durch den nach einer bestimmten Zeitdauer wahrscheinlich zu erwartenden Ausfallsatz in einem größeren Kollektiv definiert. Sie wird auf eine Umgebungstemperatur von 40 °C und Nennspannung bezogen. Bei Temperaturen über 40 °C bis zur oberen Grenztemperatur ist für je 7 °C Temperaturerhöhung nur mit der halben Zeitdauer bei gleichem Ausfallsatz zu rechnen. Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren verhalten sich meistens günstiger; es wird auf die Angaben in den B-Blättern für Einzelbauformen verwiesen.

Bei Betrieb mit Spannungen, die unter der Dauergrenzspannung liegen, ist eine höhere Zeitdauer bei gleichem Ausfallsatz zu erwarten. Bei unterschiedlichen Temperaturen und Spannungen während der Zeitdauer (Betriebs-, Lager- und Pausenzeiten) sind diese Zeiten anteilmäßig entsprechend den Temperaturen und Spannungen bei der Ermittlung der Zeitdauer zu berücksichtigen. Für Elkos Typ I wird in DIN 41240 für die Bezugszuverlässigkeit ein Ausfallsatz und eine Zeitdauer in Abhängigkeit von Kondensator-Nenndurchmesser und der Nennspannung entsprechend folgender Tabelle angegeben:

Nenndurchmesser mm	Nennspannung U_N	Bezugszuverlässigkeit	
		Ausfallsatz	Zeitdauer
⩽ 10	6,3 bis 25 V	10%	30 000 h
	40 bis 350 V	10%	100 000 h
12 bis 25	6,3 bis 450 V	10%	100 000 h
> 25	6,3 bis 25 V	10%	100 000 h
	40 bis 450 V	3%	100 000 h

Für Elkos Typ II nach DIN 41332 gilt nachstehende Tabelle

Nenndurchmesser mm	Nennspannung U_N	Bezugszuverlässigkeit	
		Ausfallsatz	Zeitdauer
$\leqslant$ 4,5	3 bis 100 V	10%	10 000 h
5,8 bis 12	3 bis 25 V 40 bis 450 V	5% 3%	10 000 h 10 000 h
14 bis 25	3 bis 450 V	3%	10 000 h
$>$ 25	3 bis 450 V	5%	10 000 h

Soweit für Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren bessere Werte gelten, ist dies in den Blättern für Einzelbauformen angegeben.

18. Ausfallkriterien

Der unter Punkt 17 genannte Ausfallsatz beinhaltet sowohl Voll- wie auch Änderungs-Ausfälle. Vollausfälle sind Kurzschluß oder Unterbrechung, beides schließt eine Funktionsfähigkeit des Elkos völlig aus. Bei Elkos Typ I nach DIN 41240 ist noch angegeben, wie viele Vollausfälle in dem unter Punkt 17 genannten Gesamtausfällen enthalten sein dürfen.

Als Änderungsausfälle werden Abweichungen von den elektrischen Werten bezeichnet, die über ein gewisses, im allgemeinen noch tragbares Maß hinausgehen. Die Überschreitung einer oder sogar mehrerer dieser Grenzen bedeutet nicht unbedingt, daß der Kondensator einen Funktionsausfall des Gerätes verursacht; hier kommt es ganz auf die Schaltung an.

Als Ausfallkriterien bei 50 Hz ist in den DIN-Blättern 41240 (Typ I) und DIN 41332 (Typ II) folgendes festgelegt:

		Typ I	Typ II
Anstieg der tan δ-Werte nach Punkt 11 um den Faktor		3	3
Unterschreiten der Nennkapazität			
bei U_N bis 6,3 V	um	40%	50%
bei U_N von 10 bis 25 V	um	30%	40%
bei U_N von 40 bis 100 V	um	25%	30%
bei U_N von 160 bis 450 V	um	20%	30%
Überschreiten der Nennkapazität	um	1,5 · (Plus-Tol.)	1,5 · (Plus-Tol.)
Anstieg der Z-Werte nach Punkt 13			
bei $U_N \leqslant$ 25 V um den Faktor		4	4
bei $U_N >$ 25 V um den Faktor		3	3

Für Typ IB gilt zusätzlich: Änderung der Kapazität vom Wert bei Anlieferung um mehr als +10/−15%. Darin ist die mögliche Kapazitätsänderung durch Schaltungen (siehe Punkt 11.6) nicht enthalten. Auch bei den Ausfallkriterien haben Angaben in den B-Blättern für Einzelbauformen Vorrang.

19. Reststrom

Infolge der besonderen Eigenschaften der als Dielektrikum dienenden Aluminiumoxidschicht fließt auch nach längerem Anliegen von Gleichspannung ein geringer Strom, der sogenannte Reststrom. Aus einem niedrigen Reststrom kann man auf ein gut ausgebildetes Dielektrikum schließen. Der Reststrom kann somit als ein Maß für die Güte des Kondensators angesehen werden.

19.1. Zeitabhängigkeit der Reststroms

Nach Anlegen der Spannung ist der Reststrom zunächst hoch (Einschaltstrom), insbesondere nach vorausgegangener längerer spannungsloser Lagerung, klingt dann aber mit zunehmender Betriebsdauer rasch ab und erreicht schließlich einen nahezu konstanten Endwert (siehe Bild 8).

19.2. Temperaturabhängigkeit des Reststroms

Der Reststrom ist stark temperaturabhängig, wie Bild 9 zeigt.

19.3. Spannungsabhängigkeit des Reststroms

Die Spannungsabhängigkeit geht aus Bild 2 im Abschnitt I hervor. Hierbei ist eine konstante Temperatur vorausgesetzt.

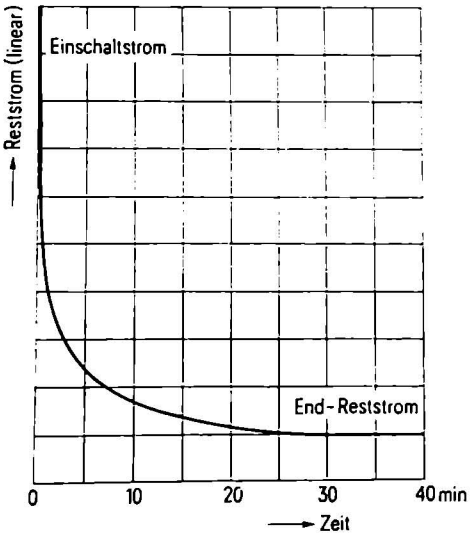


Bild 8
Abhängigkeit des Reststroms von der Einschaltzeit

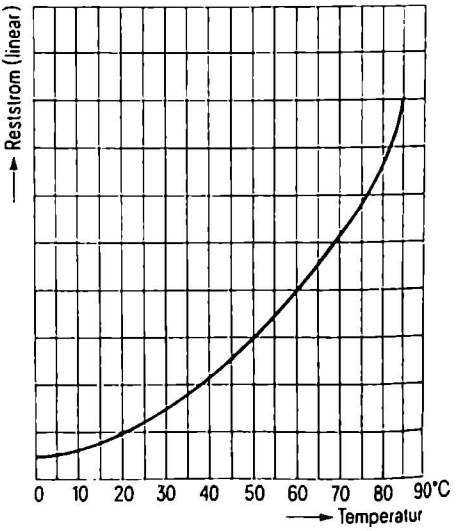


Bild 9
Abhängigkeit des Reststroms von der Temperatur

19.4. Betriebsreststrom

Dies ist der Endstrom, der sich nach längerer Betriebsdauer einstellt (siehe Punkt 19.1). Richtwerte in µA können nach folgenden Formeln ermittelt werden:

Typ I nach DIN 41240

$$I_{rb} = K_b \cdot C_N \cdot U_N \text{ oder } 1\ \mu A \text{ (es gilt der größere Wert)}$$

$$\text{worin} \quad K_b = \frac{0{,}005\ \mu A}{\mu F \cdot V} \quad \text{ist}$$

Typ II nach DIN 41332

$$I_{rb} = K_b \cdot C_N \cdot U_N + 3\ \mu A$$

$$\text{worin} \quad K_b = \frac{0{,}02\ \mu A}{\mu F \cdot V} \quad \text{ist}$$

C_N ist jeweils in µF und U_N in Volt einzusetzen.

Die so ermittelten Werte gelten für eine Temperatur von 20 °C und U_N.

Für die Temperaturabhängigkeit des Betriebsreststroms gelten nachstehende Faktoren, mit denen die 20 °C-Werte zu multiplizieren sind.

Temperatur °C	0	20	50	60	70	85	125
Faktor (Richtwert)	0,5	1	4	5	6	10	12,5*)

*) Bei Spannungsderating (siehe Einzelbauformen)

Bei Betrieb unterhalb der Nennspannung ist der Betriebsreststrom wesentlich kleiner

Betriebsspannung in % der Nennspannung	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Richtwerte in % des Betriebsreststroms I_{rb}	8	9	10	12	15	20	30	50	100

19.5. Abnahmereststrom

Für die Prüfung des Reststroms ist es wegen der Zeit- und Temperaturabhängigkeit erforderlich, Bezugswerte für Zeit und Temperatur festzulegen. Laut DIN soll der Reststrom nach 5 min mit Nennspannung gemessen werden. Die Bezugstemperatur beträgt 20 °C.

Die Größtwerte für den Abnahmereststrom in µA ergeben sich aus folgenden Formeln, wobei je nach der Ladung des Elkos Unterschiede gemacht werden.

Typ I nach DIN 41240:

$C_N \cdot U_N \leqslant 1000$ Mikrocoulomb

$I_{ra1} = K_{a1} \cdot C_N \cdot U_N$ oder 1 µA (es gilt der größere Wert)

$C_N \cdot U_N > 1000$ Mikrocoulomb

$I_{ra2} = K_{a2} \cdot C_N \cdot U_N + 4\ \mu A$

$$\text{worin} \quad K_{a1} = \frac{0{,}01\ \mu A}{\mu F \cdot V} \quad \text{und} \quad K_{a2} = \frac{0{,}006\ \mu A}{\mu F \cdot V} \quad \text{ist}$$

Typ II nach DIN 41332

$C_N \cdot U_N \leqslant 1000$ Mikrocoulomb

$I_{ra1} = K_{a1} \cdot C_N \cdot U_N$ oder 5 µA (es gilt der größere Wert)

$C_N \cdot U_N > 1000$ Mikrocoulomb

$I_{ra2} = K_{a2} \cdot C_N \cdot U_N \div 20$ µA

worin $K_{a1} = \frac{0{,}05\ \mu A}{\mu F \cdot V}$ und $K_{a2} = \frac{0{,}03\ \mu A}{\mu F \cdot V}$ ist

C_N ist jeweils in µF und U_N in Volt einzusetzen.

Die Prüfung auf Abnahmereststrom kann bei einer Temperatur von 15 bis 35 °C erfolgen. Gegenüber dem 20 °C-Wert sind dann die zulässigen Grenzwerte mit folgenden Umrechnungsfaktoren zu multiplizieren.

Temperatur °C	15	20	25	30	35
Faktor	0,8	1	1,5	2	2,5

Vor der Abnahmemessung, die zur Beurteilung der Kondensatoren und evtl. auch zum Vergleich verschiedener Fabrikate dient; ist zur Erreichung gleicher Ausgangsbedingungen eine Formierbehandlung durchzuführen. Dazu sind die Kondensatoren eine Stunde lang über einen Serienwiderstand von etwa 100 Ω für $U_N \leqslant 100$ V und etwa 1000 Ω für $U_N > 100$ V an Nennspannung und anschließend 12 bis 200 Stunden spannungslos bei 15 bis 35 °C zu lagern. Die Reststrommessung ist innerhalb dieser Lagerzeit durchzuführen. Erfüllen die Kondensatoren bereits ohne Formierbehandlung die Reststrombedingungen, so kann die Formierbehandlung unterbleiben.

Die Notwendigkeit einer Formierbehandlung ist durch das Verhalten von Elkos bei spannungsloser Lagerung gegeben (siehe Punkt 19.6.).

19.6. Spannungslose Lagerung

Bei spannungsloser Lagerung (besonders bei hoher Lagertemperatur) wird die Oxidschicht durch den Elektrolyten angegriffen. Da kein Reststrom fließt, der Sauerstoffionen an die Anode bringt, ist eine Regenerierung der Schicht nicht möglich. Dies hat zur Folge, daß nach Wiederanlegen einer Spannung nach einer Lagerzeit der Reststrom zunächst wieder hoch ist, dann jedoch mit fortschreitender Ausheilung der Oxidschicht auf seinen normalen Betrag zurückgeht.

Die Kondensatoren können mindestens 1 Jahr spannungslos gelagert werden, ohne Minderung der Zuverlässigkeit (Lagertemperatur siehe Punkt 14). Sie können danach unmittelbar mit der Nennspannung beansprucht werden (die Formierbehandlung nach Punkt 19.5 ist also nicht Voraussetzung für den Betrieb der Kondensatoren). Dabei können die Stromwerte beim Einschalten innerhalb der ersten Minuten bis zu 100mal größer sein. Dies ist bei der Auslegung der Schaltung zu beachten.

20. Kernwiderstand

Der Kernwiderstand Z_K bei Mehrfach-Elektrolyt-Kondensatoren kennzeichnet die Verkopplung der Teilkapazitäten (siehe DIN 41328, Blatt 1).

21. Spannungsfestigkeit der Isolierhülle

Elkos bestimmter Bauformen sind mit einer Isolierhülle umgeben. Ihre Durchschlagfestigkeit ist > 500 V–

22. Schwingfestigkeit

Soweit in den B-Blättern für Einzelbauformen keine anderen Werte angegeben sind, gilt DIN 40046, Blatt 8, Teilprüfung B1 mit 5 g, Beanspruchungsdauer 1,5 Stunden, Frequenzbereich 10 bis 55 Hz, Auslenkung 0,35 mm.

23. Reinigungsmittel

Halogenierte Kohlenwasserstoffe können bei direkter Einwirkung Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren empfindlich schädigen! Beim Reinigen von gedruckten Schaltungen, nach dem Einlöten von Bauelementen, oder Entfernung von Flußmittelrückständen mit derartigen Lösungsmitteln ist daher darauf zu achten, daß die Elektrolyt-Kondensatoren nicht unmittelbar mit der Reinigungsflüssigkeit in Berührung kommen. Ist ein Benetzen der Elkos mit Reinigungsmittel nicht vermeidbar, so sind, um eine Schädigung der Elkos auszuschließen, halogenfreie Lösungsmittel (Beispiele s.u.) zu verwenden.

Durch halogenhaltige Lösungsmittel können u.a. folgende Schäden bei Al-Elektrolyt-Kondensatoren eintreten: Die Isolierfolie kann aufgelöst bzw. angegriffen werden, so daß sie nur noch mangelnde Isolierfähigkeit besitzt. Die Dichtungen der Kondensatoren können stark aufquellen, und es kann evtl. sogar Lösungsmittel in das Innere des Elkos gelangen, wo es zu Korrosion und frühzeitigem Ausfall des Bauelementes führt.

Nachfolgend wird eine Auswahl von bedenklichen halogenhaltigen Kohlenwasserstoffen, die teils in reiner Form, teils im Gemisch mit anderen Lösungsmitteln häufig in der Elektroindustrie als Reinigungsflüssigkeiten verwendet werden, aufgeführt:

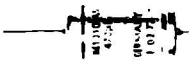
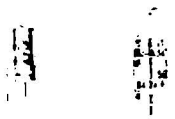
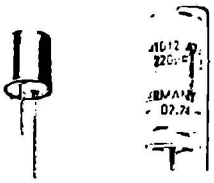
Trichlortrifluoräthan (Handelsname z.B. Freon, Kaltron, Frigene)
Trichloräthylen
Trichloräthan (Handelsname z.B. Chlorothene, Wacker 3×1)
Tetrachloräthylen (Handelsname z.B. Per)
Methylenchlorid
Chloroform
Tetrachlorkohlenstoff

Als Lösungsmittel zur Reinigung von Elektrolytkondensatoren von Kolophoniumrückständen werden folgende Lösungsmittel von uns empfohlen:

Methanol
Äthanol (Spiritus)
Propanol
Isopropanol
Isobutanol
Petroläther

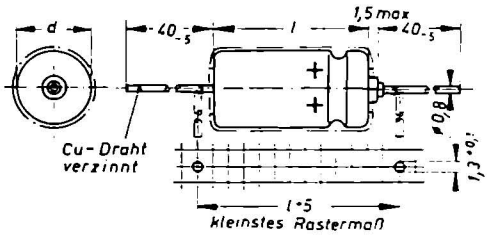
Bei Verwendung der genannten Lösungsmittel sind die zutreffenden Sicherheitsmaßnahmen (z.B. wegen Giftigkeit, Brennbarkeit, Explosionsgefahr) zu beachten.

Kondensatoren für allgemeine Anforderungen, gepolt, Typ II
Typische Bauformen

Bauform	Durchmesser in mm	Nennspannung V–	Nennkapazität µF	Bauformnummer
	3,2 bis 5,8	3 bis 100	0,47 bis 100	B 41313
	6,5 bis 10		4,7 bis 1000	B 41283
	12 bis 25		100 bis 10000	B 41010
	6,5 bis 10	160 bis 350	0,47 bis 15	B 43283
axiale Anschlußdrähte	12 bis 25	160 bis 450	2,2 bis 220	B 43050
	3,2 bis 5,8	3 bis 100	0,47 bis 100	B 41315
	6,5 bis 10		4,7 bis 1000	B 41286
	12 bis 21		100 bis 10000	B 41012
	8,7 bis 15	3 bis 63	1 bis 1000	B 41316
	6,5 bis 10	160 bis 350	0,47 bis 15	B 43286
stehend, steckbar	12 bis 21	160 bis 450	2,2 bis 100	B 43052
für Ringschellenbefestigung	25 bis 40	16 bis 100	220 bis 47000	B 41070

Bauform		Durchmesser in mm	Nennspannung V–	Nennkapazität µF	Bauformnummer
	mit Gewindezapfen	25 bis 40	16 bis 100	220 bis 47000	B 41072
	mit Schraubsockel	25 bis 40	16 bis 100	220 bis 47000	B 41111
		25 bis 40	250 bis 450	15 bis 1000	B 43111
		25 bis 40		Mehrfachkapazitäten	B 43112
	für Lötstiftbefestigung	25 bis 40	16 bis 100	220 bis 47000	B 41306
		25 bis 40	250 bis 450	15 bis 1000	B 43306
		25 bis 40		Doppelkapazitäten	B 43308
		30 bis 40	350	3- und 4fach-Kapazitäten	B 43309
	für Elektronen-Blitzgeräte	25 bis 35	330 bis 360	255 bis 1290	B 43405

⌀ 6,5 bis 25 mm; nach DIN 41257 (z. Z. noch Entwurf), für erhöhte Anforderungen, Typ I A



$d \times l$ (Nennmaße)	$d_{max} \times l_{max}$ (mit Isolierhülle)
6,5×17,5	7×18
8,5×17,5	9×18
10×20	10,5×20,5
12×25	12,5×25,5
12×30	12,5×30,5
14×30	14,5×30,5
16×30	16,5×30,5
18×30	18,5×30,5
18×35	18,5×35,5
21×40	21,5×40,5
25×40	25,5×40,5

Kondensatoren DIN 41257, **Typ I B**, siehe B 41589.

Aufbau: Schaltfester Elko mit rauhen Elektroden im zylindrischen Al-Gehäuse **mit Isolierhülle.**

Anschlüsse: Drähte, axial angeschweißt; Minuspol am Gehäuse.

Technische Angaben: DIN 41240, DIN 41257, Typ I A (Glättungs- und Kopplungskondensatoren) und B 40010.

Anwendungsklasse: GPF [−40 ··· +85 °C[1]), Feuchtebereich *F*] nach DIN 40040.

Schaltfestigkeit: Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen ca. 5%.

Nennspannung U_N[2])		6,3 V–	10 V–	16 V–	25 V–	40 V–	70 V–	100 V–
Nennkapazität µF	Toleranz	Nennmaße $d \times l$ (ohne Isolierhülle) Kurzzeichen						
2,2								6,5×17,5 -B9225-T
4,7						6,5×17,5 -B7475-T	6,5×17,5 -C8475-T	8,5×17,5 -B9475-T
10					6,5×17,5 -B5106-T	6,5×17,5 -C7106-T	8,5×17,5 -C8106-T	10×20 -B9106-T
22				6,5×17,5 -B4226-T	8,5×17,5 -B5226-T	8,5×17,5 -C7226-T	10×20 -C8226-T	12×25 -B9226-T
47		6,5×17,5 -B2476-T	6,5×17,5 -C3476-T	8,5×17,5 -B4476-T	10×20 -B5476-T	10×20 -C7476-T	12×30 -B8476-T	16×30 -B9476-T
100	+50% −10% ≙ T	8,5×17,5 -B2107-T	8,5×17,5 -C3107-T	10×20 -B4107-T	12×25 -B5107-T	14×30 -B7107-T	18×30 -B8107-T	18×35 -C9107-T
220		10×20 -B2227-T	12×25 -B3227-T	12×30 -B4227-T	16×30 -K5227-T	18×30 -B7227-T	21×40 -K8227-T	25×40 -B9227-T
470		12×25 -C2477-T	14×30 -B3477-T	16×30 -B4477-T	18×35 -B5477-T	21×40 -K7477-T	25×40 -C8477-T	
1000		16×30 -B2108-T	18×30 -C3108-T	21×40 -K4108-T	25×40 -B5108-T	25×40 -C7108-T		
2200		18×35 -C2228-T	25×40 -B3228-T	25×40 -C4228-T				
4700		25×40 -B2478-T						

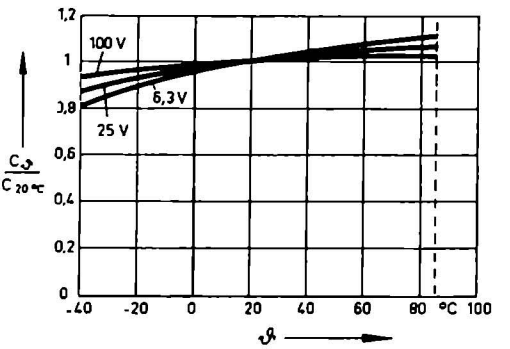
Bezeichnungsbeispiel: B 41588-B 8107-T

Kurzzeichen, siehe Tabelle

[1]) Betrieb bei 105 °C insgesamt 250 h zulässig [2]) Spitzenspannung $U_S = 1{,}15\ U_N$

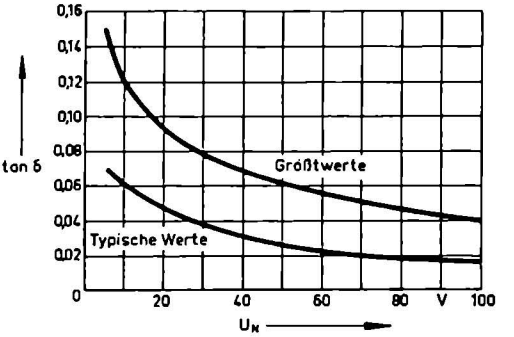
Technische Daten

Serienkapazität C_r
(f = 50 Hz) in Abhängigkeit von der Temperatur
Typisches Verhalten

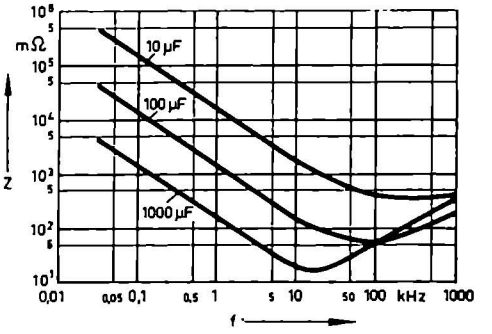


Verlustfaktor tan δ
(f = 50 Hz) in Abhängigkeit von der Nennspannung bei 20 °C

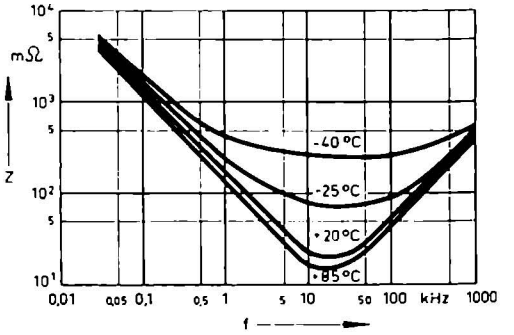
Die Größtwerte entsprechen DIN 41257 (z.Z. Entwurf) und gelten für $C_N \leqslant 1000\ \mu F$
Die Werte erhöhen sich um 0,01 je 1000 µF



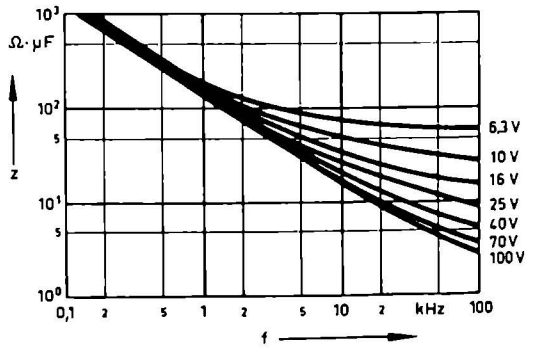
Scheinwiderstand Z
in Abhängigkeit von der Frequenz
für U_N = 40 V, bei 20 °C
Meßwerte



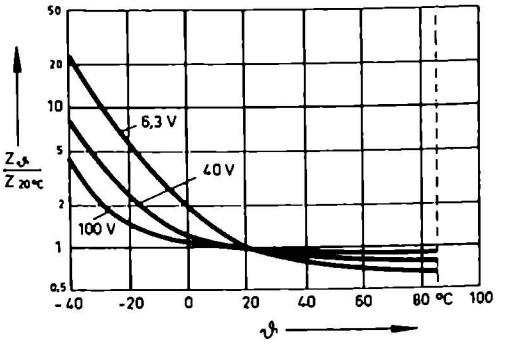
Scheinwiderstand *Z*
in Abhängigkeit von Frequenz und Temperatur für 1000 µF/40 V
Meßwerte



Scheinwiderstand *z*
bezogen auf 1 µF in Abhängigkeit von der Frequenz
Typische Werte bei 20 °C

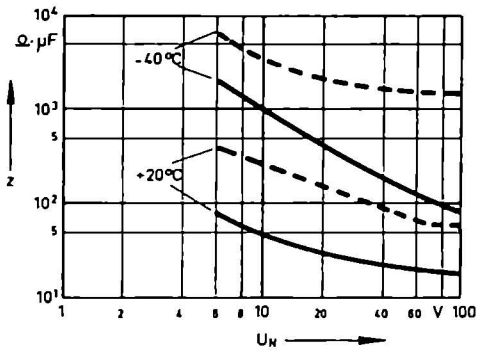


Temperaturgang des Scheinwiderstandes bei 10 kHz
Typisches Verhalten

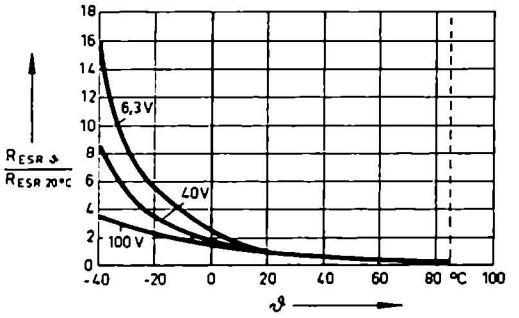


Scheinwiderstand z bei 10 kHz
bezogen auf 1 µF, in Abhängigkeit von der Nennspannung

– – – Größtwerte nach DIN 41257 (z. Z. Entwurf)
——— Typische Werte B 41588



Temperaturgang des R_{ESR}
bei 50 kHz
Typisches Verhalten

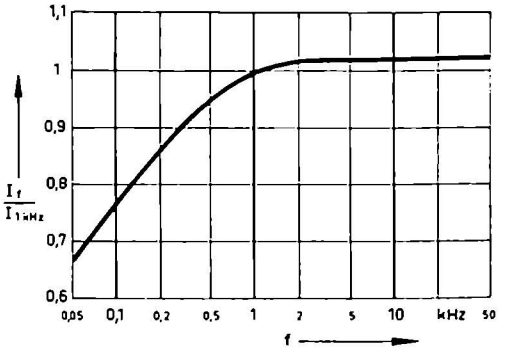


Zulässiger überlagerter Wechselstrom
bei 1 kHz und $\vartheta_u \leqslant 40\,°C$
Effektivwerte in mA

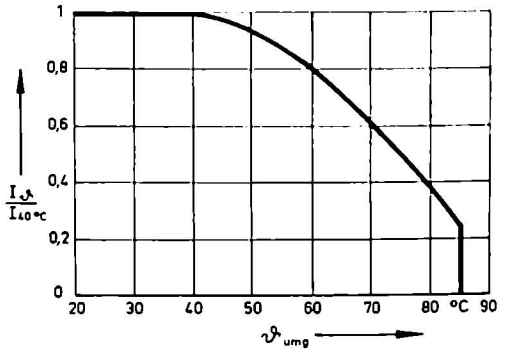
Nenn-kapazität µF	Nennspannung V– 6,3	10	16	25	40	70	100
2,2							60
4,7					70	85	100
10				95	100	150	170
22			25	160	180	250	320
47	150	170	210	270	320	450	580
100	250	300	350	480	590	810	1000
220	420	580	670	870	1000	1500	1800
470	820	970	1200	1500	1800	2600	
1000	1400	1800	2200	2700	3100		
2200	2300	3000	3500				
4700	3800						

Für andere Frequenzen und Temperaturen sind die folgenden Kurven anzuwenden. Dabei ist zu beachten, daß die Summe aus Gleichspannung und überlagerter Wechselspannung die Nennspannung nicht überschreiten darf. Die Summe aus Gleichspannung und negativen Wechselspannungsanteilen darf nur bis zu –2 V betragen.

Zulässiger überlagerter Wechselstrom
in Abhängigkeit von der Frequenz



Zulässiger überlagerter Wechselstrom
in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



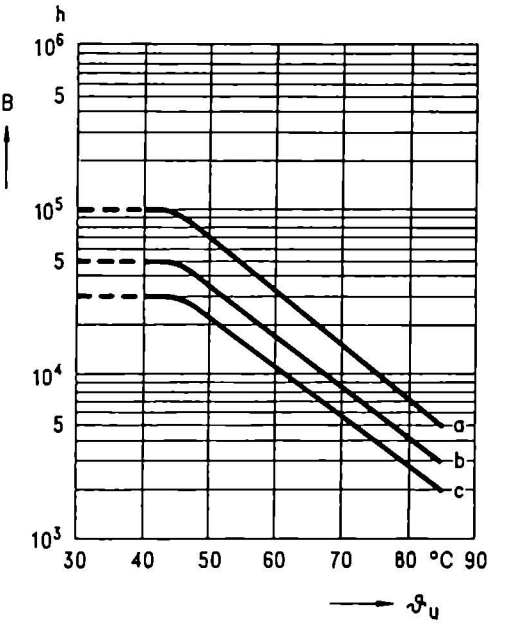
Eigeninduktivität
je cm Gehäuselänge bei Einbau mit kleinstem Rastermaß

≈ 11 nH

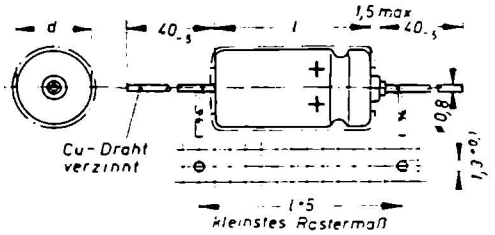
Beanspruchungsdauer B in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Geltungsbereich:

Kurve a für $d > 10$ mm
Kurve b für $d \leqslant 10$ mm bei $U_N > 25$ V
Kurve c für $d \leqslant 10$ mm bei $U_N \leqslant 25$ V



⌀ 6,5 bis 25 mm, nach DIN 41257 (z. Z. noch Entwurf); für erhöhte Anforderungen, Typ IA



$d \times l$ Nennmaße	$d_{max} \times l_{max}$ (mit Isolierhülle)
6,5×17,5	7×18
8,5×17,5	9×18
8,5×20	9×20,5
10×20	10,5×20,5
10×25	10,5×25,5
12×30	12,5×30,5
14×30	14,5×30,5
16×30	16,5×30,5
18×30	18,5×30,5
18×35	18,5×35,5
18×40	18,5×40,5
21×40	21,5×40,5
25×40	25,5×40,5
25×50	25,5×50,5

Aufbau: Schaltfester Elko mit rauhen Elektroden im zylindrischen Al-Gehäuse **mit Isolierhülle.**

Anschlüsse: Drähte, axial angeschweißt; Minuspol am Gehäuse.

Technische Angaben: DIN 41240 DIN 41257 (Typ IA) und B 40010.

Anwendungsklassen

Nennspannungen bis 350 V–: GPF (–40 ··· +85 °C, Feuchtebereich F) nach DIN 40040
Nennspannung 450 V–: HPF (–25 ··· +85 °C, Feuchtebereich F) nach DIN 40040

Schaltfestigkeit: Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen ca. 5%

Nennspannung U_N [1]		160 V–	250 V–	350 V–	450 V–
Nennkapazität µF	Toleranz	Nennmaße $d \times l$ (ohne Isolierhülle) Kurzzeichen			
0,47	+50% –10% ≙ T			6,5×17,5 -B4474-T	
1			6,5×17,5 -B2105-T	8,5×17,5 -B4105-T	
2,2		6,5×17,5 -B1225-T	8,5×17,5 -B2225-T	10×20 -B4225-T	12×30 -A5225-T
4,7		8,5×20 -B1475-T	10×20 -B2475-T	10×25 -B4475-T	16×30 -A5475-T
10		10×25 -B1106-T	12×30 -B2106-T	16×30 -B4106-T	18×40 -A5106-T
22		14×30 -B1226-T	18×30 -B2226-T	18×40 -B4226-T	25×40 -A5226-T
47		18×30 -B1476-T	21×40 -K2476-T	25×40 -B4476-T	
100		25×40 -B1107-T	25×50 -B2107-T		

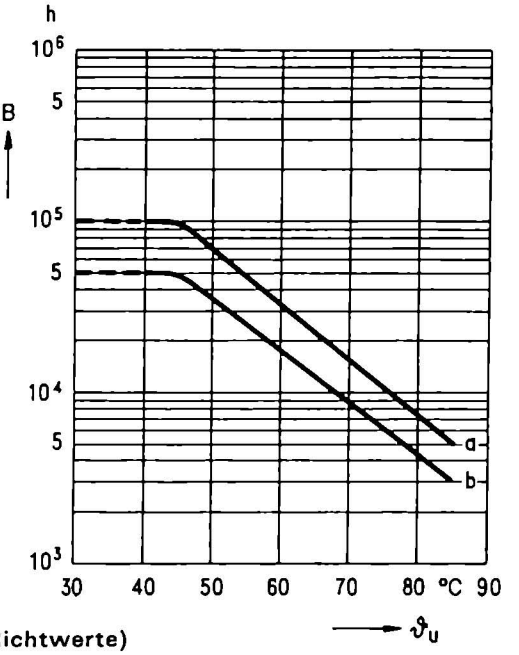
Bezeichnungsbeispiel: B 43588-B 4226-T
Kurzzeichen, siehe Tabelle

[1]) Spitzenspannung U_s = 1,1 U_N

Technische Daten

Beanspruchungsdauer B in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Geltungsbereich:
Kurve a für $d \geqslant 10$ mm
Kurve b für $d \leqslant 10$ mm



Zulässiger überlagerter Wechselstrom (Richtwerte)
Effektivwerte in mA, bei ⩽ 40 °C

Nennkapazität µF	Frequenz Hz	Nennspannung 160 V–	250 V–	350 V–	450 V–
0,47	50			10	
	100			15	
1,0	50		15	20	
	100		20	25	
2,2	50	25	30	35	40
	100	30	35	40	50
4,7	50	45	50	55	70
	100	55	60	65	80
10	50	80	100	110	120
	100	90	110	130	140
15	50	110	140	160	170
	100	130	160	180	190
22	50	150	180	210	220
	100	170	210	240	250
33	50	210	150	200	
	100	240	200	330	
47	50	250	320	360	
	100	300	370	420	
100	50	500	570		
	100	580	660		

Tantal-
Elektrolyt-Kondensatoren

12. Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

12.1. Allgemeine technische Angaben

Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf trockene und nasse Sinterkondensatoren für erhöhte Anforderungen.

I. Grundsätzlicher Aufbau

	Sinterkondensatoren	
	naß	trocken
1. Belag (Anode)	ein Sinterkörper aus Tantalpulver	
Dielektrikum	eine Tantaloxidschicht, die elektrochemisch durch einen Oxidationsprozeß auf der Anode erzeugt wird.	
2. Belag (Kathode)	flüssiger Elektrolyt (hochleitende Säure), Abstandshalter aus Teflon	ein halbleitendes Metalloxid (Mangandioxid), das auf die anodische Oxidschicht aufgebracht wird
Stromzuführung für die Kathode	Feinsilbergehäuse (innen vermohrt)	eine Graphit- und Leitsilberschicht, die auf dem Halbleiterüberzug aufgetragen und mit dem Gehäuse verlötet wird.

II. Ausführungsform: Gepolte Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

Alle in den speziellen Bauformblättern aufgeführten Tantal-Elektrolytkondensatoren sind gepolte Kondensatoren. Bei gepolten Elektrolyt-Kondensatoren sind die Dielektrikumsschichten so angeordnet, daß der Strom nur in einer Richtung gesperrt wird. Bei der Anwendung der Kondensatoren ist daher die Polungsangabe (Pluspol an Anode, Minuspol an Kathode) zu beachten. Eine Falschpolung ist nur bis zu den unter „Umpolspannung" angegebenen Werten zulässig, da sonst der Kondensator explosionsartig zerstört werden kann.

III. Begriffsbestimmungen und Eigenschaften

Nennspannung U_N

Die Nennspannung U_N ist die Spannung, nach der der Kondensator benannt ist. Sie bezieht sich auf eine Umgebungstemperatur von +40 °C.

Dauergrenzspannung U_g

Unter Dauergrenzspannung U_g ist die höchstzulässige Gleichspannung (reine Gleichspannung oder Scheitelwert der Wellenspannung als Summe aus Grundgleichspannung + überlagerter Wechselspannung) zu verstehen, die der Kondensator dauernd aushält. Sie ist von der Umgebungstemperatur abhängig. Bei allen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren ist im Temperaturbereich −55 bis +85 °C die Dauergrenzspannung gleich der Nennspannung. Zur Erzielung

einer höheren Lebensdauer ist es jedoch erforderlich – besonders bei Betriebstemperaturen oberhalb +40 °C – die Kondensatoren mit einer niedrigeren Spannung als der Dauergrenzspannung zu betreiben. Ein Betrieb an einer niedrigeren Spannung ist ohne Nachteil für den Kondensator.

Betriebsspannung U_B

Bei der Festlegung der am Kondensator im Dauerbetrieb auftretenden Spannung, der Betriebsspannung, die die Dauergrenzspannung nicht überschreiten darf, sind alle ungünstigen Betriebsverhältnisse (z. B. mögliche Netzüberspannungen, ungünstige Toleranzen des Übersetzungsverhältnisses des Netztransformators im Gerät, wiederkehrende Überspannungen über 1 Minute beim Einschalten, hohe Umgebungstemperaturen usw.) zu berücksichtigen.

Spitzenspannung U_S

Die Spitzenspannung U_S ist die höchste Spannung (Scheitelwert), die kurzzeitig, in einer Stunde höchstens 5mal bis zur Dauer von 1 Minute, am Kondensator anliegen und während dieser Zeit keinesfalls überschritten werden darf. Für betriebsmäßiges Laden und Entladen des Kondensators darf sie nicht in Anspruch genommen werden.

Überlagerte Wechselspannungen

Die überlagerte Wechselspannung ist die effektive Wechselspannung, mit welcher der Kondensator zusätzlich zu einer Gleichspannung belastet werden darf. Die Summe aus Gleichspannung und Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung darf die Dauergrenzspannung nicht überschreiten. Die überlagerte Wechselspannung muß so begrenzt sein, daß keine unzulässige Falschpolung auftritt. Angaben darüber sind den jeweiligen Blättern für Einzelbauformen zu entnehmen. Bei nassen Sinterkondensatoren darf keinesfalls eine Spannung umgekehrter Polarität, auch nicht kurzzeitig anliegen.

Der durch den Kondensator fließende Wechselstrom bzw. die anliegende Wechselspannung darf für die jeweilige Bauform und Nennkapazität einen festgelegten Maximalwert nicht überschreiten, da der Kondensator sonst infolge von Überhitzung zerstört bzw. seine Brauchbarkeitsdauer verringert werden kann. Die Höhe des zulässigen überlagerten Wechselstromes bzw. der Spannung in den Tabellen und Kurven entspricht der für die jeweilige Bauform zulässigen Eigenerwärmung des Kondensators.

Umpolspannung (Falschpolung)

Die in den Einzelblättern angegebenen zulässigen Umpolspannungen können auch ohne überlagerte Gleichspannung und im Dauerbetrieb auftreten, ohne eine verminderte Zuverlässigkeit oder Erhöhung der Inkonstanz zu verursachen.

Eine Falschpolung bei nassen Sinterkondensatoren muß unbedingt vermieden werden, da sonst eine Zerstörung des Bauelementes eintritt.

Gegenpolige Serienschaltung

Für Anwendungen, bei denen höhere Umpolspannungen auftreten, können zwei trockene Sinterkondensatoren gleicher Nennspannung und gleicher Nennkapazität in Reihe gegeneinander geschaltet werden (Back-to-back-Schaltung, d. h. Kathode an Kathode). Hierdurch wird eine Sperrung in jeder Polungsrichtung erreicht. Die ungepolte oder bipolare Ausführung (mit demzufolge halber Kapazität) kann mit Spannungen bis zur Nenngleichspannung beliebiger Polarität oder mit der doppelten überlagerten Wechselspannung des für den Einzelkondensator

zulässigen Wertes betrieben werden. Die so gegeneinander geschalteten Kondensatoren können auch mit reiner Wechselspannung belastet werden. Die Oberflächentemperatur des Kondensators darf dabei um nicht mehr als max. 10 °C ansteigen, wobei die obere Grenztemperatur nicht überschritten werden darf.

Bei nassen Sinterkondensatoren ist eine Back-to-back-Schaltung nicht zu empfehlen, da an der Silberkathode (Gehäuse) des jeweils gerade in Durchlaßrichtung geschalteten Kondensators gasförmiger Sauerstoff entstehen kann, der zu Überdruck im Gehäuse führt.

Eigenspannung

Gelegentlich können bei Elektrolyt-Kondensatoren Eigenspannungen auftreten (durch Elementbildung zwischen Anode und Kathode). Da diese Eigenspannungen relativ klein sind ($< 0{,}5$ V) und der Innenwiderstand dementsprechend sehr hoch ist (einige $10^6\ \Omega$), bleibt diese für viele Anwendungsfälle ohne Bedeutung.

Nachladung

Bei allen gebräuchlichen Kondensatoren mit festen und flüssigen Dielektrika kann ein Nachladeeffekt auftreten, der bewirkt, daß bei einem aufgeladenen Kondensator nach Beseitigung einer äußeren Überbrückung an seinen Belägen eine mit der Polung der Aufladung gleichsinnige Nachladespannung entsteht. Diese ist weitgehend unabhängig von der Kapazität des Kondensators, sowie von der Dicke des Dielektrikums und stellt eine spezifische Eigenschaft des dielektrischen Materials dar. Der Betrag der Nachladespannung hängt von verschiedenen Faktoren ab (Typ, Aufladezeit, Entladezeit, Meßzeitpunkt, Umgebungstemperatur) und kann die Größenordnung von 10^{-2} bis einige 10^{-1} der Betriebsspannung erreichen.

Unter den Elektrolyt-Kondensatoren ist die Nachladung z. Z. bei trockenen Sinterkondensatoren am geringsten.

Spannungslose Lagerung

Bei spannungsloser Lagerung wird bei Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren die Oxidschicht (Dielektrikum) durch den Betriebselektrolyten, je nach Zusammensetzung, mehr oder weniger stark angegriffen. Tantal und dessen Oxid sind gegen chemische Einflüsse widerstandsfähiger und werden nur von sehr aggressiven Chemikalien angegriffen. Gegenüber den verwendeten Betriebselektrolyten sind sie beständig und es tritt daher kein Schichtabbau ein. Aus diesem Grunde vergrößert sich der Reststrom von nassen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren auch nach jahrelanger Lagerung im spannungslosen Zustand und bei erhöhter Lagertemperatur nicht wesentlich.

Spannungslose Lagerung von trockenen Sinterkondensatoren bis zu 3 Jahren bei $\leqslant 40$ °C hat praktisch keinen Einfluß auf die Betriebsbrauchbarkeitsdauer. Auf den Reststrom hat eine spannungslose Lagerung bei Raumtemperatur keinen, bei höheren Lagertemperaturen nur einen geringen Einfluß.

Nennkapazität C_N

Die Nennkapazität C_N ist die Kapazität eines Kondensators, nach der er benannt ist. Die tatsächliche Kapazität des Kondensators, der Kapazitäts-Istwert, kann von der Nennkapazität bis zur vollen Höhe der Anlieferungstoleranz abweichen.

Die Nennkapazität von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren wird bei einer Frequenz $f = 120$ Hz und einer Temperatur von 20 °C als Serienkapazität auf einer Wechselstrommeßbrücke (bei Meßspannungen $< 0{,}5$ V ermittelt).

Kapazitäts-Toleranz (Auslieferungstoleranz)

Die Kapazitätstoleranz (oder Auslieferungstoleranz) ist die höchstzulässige Abweichung des Istwertes der Kapazität von der Nennkapazität.

Änderungen der Kapazität durch Temperatur, Frequenz und Zeit (praktische Inkonstanz) sind zusätzlich zu berücksichtigen.

Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Die Kapazität eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators ändert sich mit der Temperatur. Nasse Tantal-Kondensatoren mit einer niedrigen Nennspannung zeigen eine stärkere Temperaturabhängigkeit der Kapazität als Bauformen mit höheren Nennspannungen. Beim trockenen Sintertyp ist die Temperaturabhängigkeit wesentlich geringer und die Änderungen sind nur geringfügig abhängig von der Nennspannung des Kondensators.

Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Die Frequenzabhängigkeit der Kapazität eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators ist aus seinem Scheinwiderstand Z zu ermitteln. Mit steigender Frequenz nimmt die wirksame Kapazität ab.

Zeitliche Kapazitätsänderung (praktische Inkonstanz)

Die praktische Inkonstanz ist die zeitliche Kapazitatsänderung innerhalb der Beanspruchungsdauer und wird auf eine Temperatur von +40 °C bezogen. Die Inkonstanz ist bei kleinen Nennspannungen größer als bei hohen. In kritischen Fällen empfiehlt es sich deshalb, Kondensatoren einer höheren Nennspannung einzusetzen. Mit zunehmender Betriebstemperatur steigt die Inkonstanz an, ebenso bei dauernder voller Ausnutzung der zulässigen Wechselstrombelastung.

Erfahrungsgemäß sind die Kapazitätsänderungen größtenteils negativ.

Schaltfestigkeit (Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen)

Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen sind schaltfest aufgebaut. Die zulässige Kapazitätsabnahme nach 10^8 Schaltungen beträgt $\leqslant 3\%$. Diese irreversible Kapazitätsabnahme ist der zeitlichen Kapazitätsänderung (praktische Inkonstanz) hinzuzuzählen.

Scheinwiderstand (Absolutwert des Wechselstromwiderstandes)

Der Scheinwiderstand von Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren setzt sich in guter Annäherung aus der Reihenschaltung folgender Einzelwiderstände zusammen:

1. dem Blindwiderstand $1/\omega C$ der Kapazität C
2. den dielektrischen Verlusten und dem Ohmschen Widerstand des Elektrolyten bzw. der Halbleiterschicht (Ersatz-Serienwiderstand = R_{ESR})
3. dem Blindwiderstand ωL der Induktivität der Elektroden und der Zuleitungen.

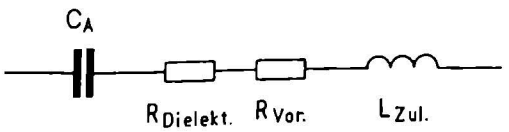


Bild 1
Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Elektrolyt-Kondensators

Das Frequenz- und Temperaturverhalten dieser Widerstände bestimmen den Verlauf des Scheinwiderstandes. Der R_{ESR} setzt sich aus den Komponenten $R_{Dielekt.} + R_{Vor.}$ zusammen, deren erste die dielektrischen Verluste beschreibt und mit $1/\omega$ abnimmt, während die zweite, den Elektrolytwiderstand darstellende Komponente frequenzunabhängig ist.

Die frequenzabhängige Komponente ist ab etwa 10 kHz vernachlässigbar. Bei niedrigen und höheren Frequenzen wird die Frequenzabhängigkeit des Scheinwiderstandes hauptsächlich durch die beiden Blindwiderstände verursacht. Die Temperaturabhängigkeit wird im wesentlichen durch den Elektrolytvorwiderstand bestimmt.

Infolge der Korrosionsfestigkeit von Tantal können für Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren Elektrolyte mit hoher Leitfähigkeit verwendet werden, und diese besitzen deswegen einen geringen Serienwiderstand. Eine besonders hohe Leitfähigkeit hat die beim trockenen Sintertyp anstelle des flüssigen Elektrolyten wirkende feste Halbleiterschicht. Dementsprechend besitzt dieser Kondensator den niedrigsten Serienwiderstand aller Elektrolytkondensatoren. Die Leitfähigkeit der Elektrolyte und der Halbleiterschicht ändert sich selbst bei niedrigen Temperaturen nur wenig, weswegen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren einen günstigen Frequenz- und Temperaturgang des Scheinwiderstandes aufweisen.

Die folgenden Bilder (2 und 3) veranschaulichen das typische Verhalten des Scheinwiderstandes von nassen und trockenen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren in Abhängigkeit von Frequenzen und Temperaturen.

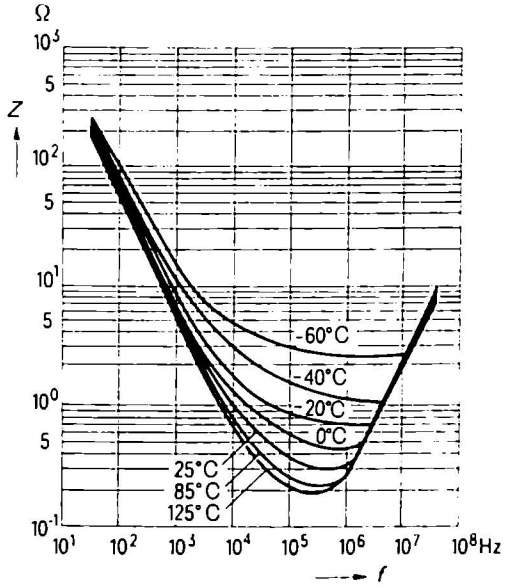


Bild 2 Scheinwiderstand eines nassen Sinterkondensators 20 µF/60 V

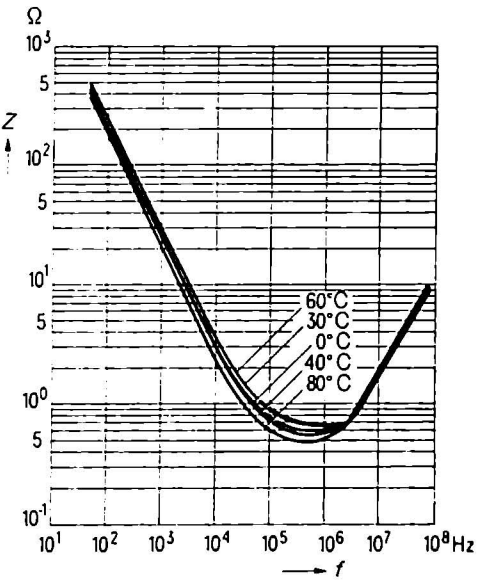


Bild 3 Scheinwiderstand eines trockenen Sinterkondensators 6,8 µF/35 V

Der Scheinwiderstandsabfall bei niedrigen Frequenzen bis zu einigen kHz wird von dem kapazitiven Blindwiderstand bestimmt, während der folgende fast waagerechte Kurvenverlauf im wesentlichen den Ohmschen Serienwiderstand wiedergibt. Oberhalb der Eigenresonanz wirkt zunehmend der induktive Blindwiderstand, so daß die Kurven schließlich in Geraden einmünden.

Verlustfaktor

Der Verlustfaktor ist von der Temperatur und Frequenz abhängig. In Bild 4 ist das typische Frequenzverhalten des Verlustfaktors für mehrere Temperaturen am Beispiel eines trockenen Sinterkondensators dargestellt.

Der Verlustfaktor von trockenen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren steigt mit der Frequenz an und strebt in der Nähe der Resonanz sehr hohen Werten zu. Beim nassen Sintertyp verlaufen die Verlustfaktoren in Abhängigkeit von der Frequenz ähnlich wie beim trockenen Sintertyp.

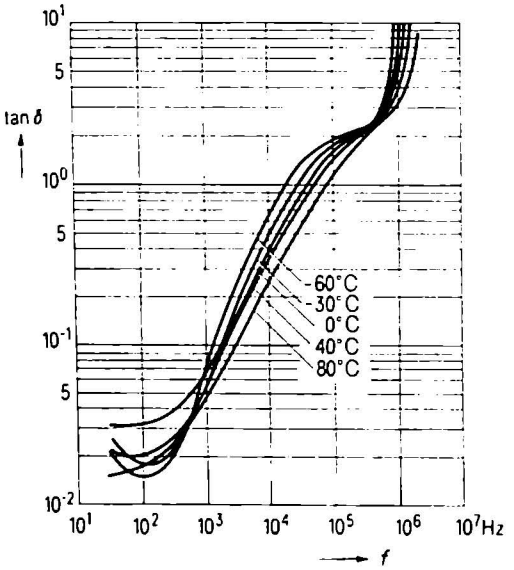


Bild 4 Verlustfaktor eines Tantal-Kondensators 1 µF/35 V mit festem Elektrolyten

Reststrom

Bei angelegter Gleichspannung fließt bei allen Elektrolyt-Kondensatoren ständig ein kleiner Strom. Dieser sogenannte Reststrom ist sowohl temperatur- als auch spannungsabhängig (Bild 5 und 6).

Die Unreinheiten (nichtformierbare Fremdatome) im Trägermetall (Anode) bestimmen vor allen Dingen die Größe des Reststromes eines Elektrolyt-Kondensators. Durch Verwendung von hochreinem Tantalpulver wird eine geringe Fehlstellendichte im Dielektrikum und damit ein niedriger Reststrom erreicht. Nasse Tantalsinterkondensatoren weisen den geringsten Reststrom aller Elektrolyt-Kondensatoren auf. Bei Anlegen einer Spannung erhalten zudem die im Elektrolyten vorhandenen Sauerstoffionen die ständige Nachformierung des Dielektrikums aufrecht. Bei allen nassen Tantalkondensatoren tritt daher im Betrieb an Spannung noch eine Verringerung des Reststromes ein.

Der Betriebs-Reststrom von trockenen Sinterkondensatoren (mit Halbleiterkontaktierung anstelle des flüssigen Elektrolyten) liegt höher als bei nassen Typen, da die Nachformierfähigkeit der Mangandioxidschicht geringer ist. Aus diesem Grunde nimmt auch der Reststrom mit steigender Temperatur etwas stärker zu als bei den nassen Typen.

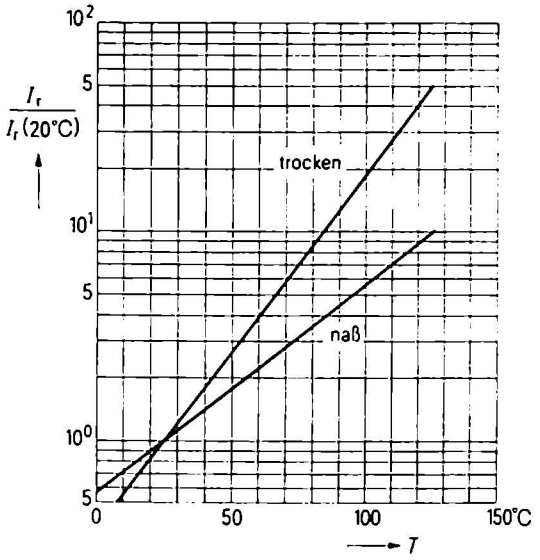


Bild 5
Temperaturabhängigkeit des Reststromes (Richtwerte)

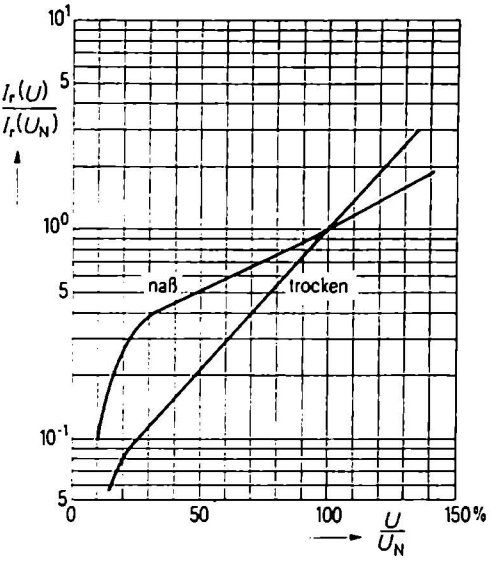


Bild 6
Spannungsabhängigkeit des Reststromes (Richtwerte)

Temperaturbereich

Nenntemperaturbereich

Der Nenntemperaturbereich ist der Temperaturbereich, nach dem der Kondensator entsprechend seiner Anwendungsklasse (DIN 40040) benannt ist. Der Nenntemperaturbereich beträgt für Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren −55...+85 °C. In diesem Bereich darf, soweit keine einschränkenden Bedingungen angegeben sind, die Dauergrenzspannung U_g gleich der Nennspannung U_N sein.

Betriebstemperaturbereich

Der Betriebstemperaturbereich eines Kondensators wird durch die untere und obere Grenztemperatur bestimmt. Der Betriebstemperaturbereich kann unter gewissen Voraussetzungen sowohl oben als auch unten außerhalb des Nenntemperaturbereiches liegen (Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren bis +125 °C.

Untere Temperaturgrenze

Die untere Temperaturgrenze ergibt sich aus dem jeweils für die Bauform zugelassenen Kapazitätsabfall bzw. dem Scheinwiderstandsanstieg infolge der verminderten Leitfähigkeit des Elektrolyten oder der Halbleiterschicht. Temperaturen bis zur unteren Grenztemperatur haben auf die Brauchbarkeitsdauer keinen nachteiligen Einfluß.

Obere Temperaturgrenze

Die obere Temperaturgrenze gilt für einen Betrieb mit Gleichspannung und mit den max. zulässigen überlagerten Wechselströmen bzw. Wechselspannungen. Die obere Temperatur-

grenze darf nur dann über die Nenntemperatur hinausgehen, wenn diese ausdrücklich für die entsprechende Bauform vermerkt ist.

Lager- und Transporttemperaturen

Die tiefste Lagertemperatur darf bei nassen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren −65 °C nicht unterschreiten. Bei trockenen Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren sind −80 °C zulässig.

Die höchste Lagertemperatur soll die Nenntemperatur nicht überschreiten. Die günstigste Lagertemperatur liegt bei ÷25 °C. Höhere Temperaturen gehen in die Beanspruchungsdauer ein (siehe auch unter „Beanspruchungsdauer").

Feuchtebeanspruchung

Die zulässige Feuchtebeanspruchung der Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren ist durch die angegebene Anwendungsklasse gemäß DIN 40040 festgelegt. Innerhalb der zugelassenen Grenzen ist der Einfluß auf die elektrischen Daten vernachlässigbar.

Bezugszuverlässigkeit

Die Bezugszuverlässigkeit wird für eine bestimmte Beanspruchungsdauer (siehe unten). zusammen mit dem dabei wahrscheinlich zu erwartenden Ausfallsatz angegeben. Sie wird bezogen auf eine Kondensatortemperatur von +40 °C und Nennspannung. Bei Betriebstemperaturen über +40 °C geht die Beanspruchungsdauer zurück (siehe Daten für Einzelbauformen). Ein Betrieb der Kondensatoren mit Spannungen unter der Dauergrenzspannung U_g wirkt sich dagegen günstig aus. Bei Kondensatoren für erhöhte Anforderungen wird deshalb die Brauchbarkeitsdauer zusätzlich auch für Spannungen $< U_N$ angegeben.

Bei nassen Tantalkondensatoren verstärkt eine Erhöhung der Temperatur die Diffusion von dampfförmigen Bestandteilen des Elektrolyten durch das Dichtungsmaterial (betrifft nicht Salz- und Säuremoleküle). Innerhalb der Beanspruchungsdauer ist der Diffusionsverlust so gering, daß die angegebenen Grenzwerte der elektrischen Daten mit Sicherheit eingehalten werden.

Nach Ablauf der Beanspruchungsdauer fällt im Laufe der Zeit die Kapazität ab und der Verlustfaktor steigt an (Vergrößerung des Serienwiderstandes). Bei völligem Elektrolytverlust (Austrocknung) wird der Serienwiderstand sehr hoch und die Kapazität geht gegen Null.

Bei Tantalkondensatoren mit festem Halbleiter anstelle des flüssigen Elektrolyten muß als häufigste Ausfallursache besonders bei sehr hohen Umgebungstemperaturen, mit Reststromzunahme im Extremfall mit Kurzschluß gerechnet werden.

Zur Erzielung einer langen Lebensdauer sollte man also hohe Umgebungstemperaturen nach Möglichkeit vermeiden.

Außer von Temperatur und Spannung hängt die Lebensdauer der trockenen Sinterkondensatoren noch vom Innenwiderstand der speisenden Gleichspannungsquellen und dem vorgeschalteten Widerstand ab (Schaltkreiswiderstand). Auf die Beanspruchungsdauer von nassen Sinterkondensatoren hat ein niedriger Schaltkreiswiderstand keinen Einfluß. Sinkt bei trockenen Sinterkondensatoren der Schaltkreiswiderstand unter einen Wert von 3 Ω/V ab, so können bei Ausheilvorgängen an der Fehlstelle so hohe Energien auftreten, daß ein Ausheilen nicht mehr möglich ist. Mit fallendem Schaltkreiswiderstand bis zu 0,1 Ω/V steigt deshalb die Ausfallrate etwa um eine Größenordnung. Für Anwendungsfälle mit niedrigem Schaltkreiswiderstand kann die Beanspruchungsdauer durch ein entsprechendes Spannungsderating wieder vergrößert werden (siehe Einzelbauformen).

Beanspruchungsdauer

Die Beanspruchungsdauer ist die Summe von Betriebs- und Betriebspausenzeiten, von Lager-, Meß- und Prüfzeiten beim Anwender sowie von Transportzeiten.

Während der „Lager- und Betriebspausenzeiten" darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische (Stufe „N") und eine geringe klimatische Beanspruchung G, 0...+25 °C Umgebungstemperatur, auftreten. Schärfere Lagerbeanspruchungen zählen als Betriebszeiten.

Ausfallsatz

Hierunter ist die innerhalb der Beanspruchungsdauer wahrscheinlich zu erwartende mittlere prozentuale Ausfallsumme zu verstehen.

Die Ausfälle werden unterteilt in

a) Vollausfälle,

d.h. völliges Versagen des Bauelementes durch Kurzschluß oder Unterbrechung.

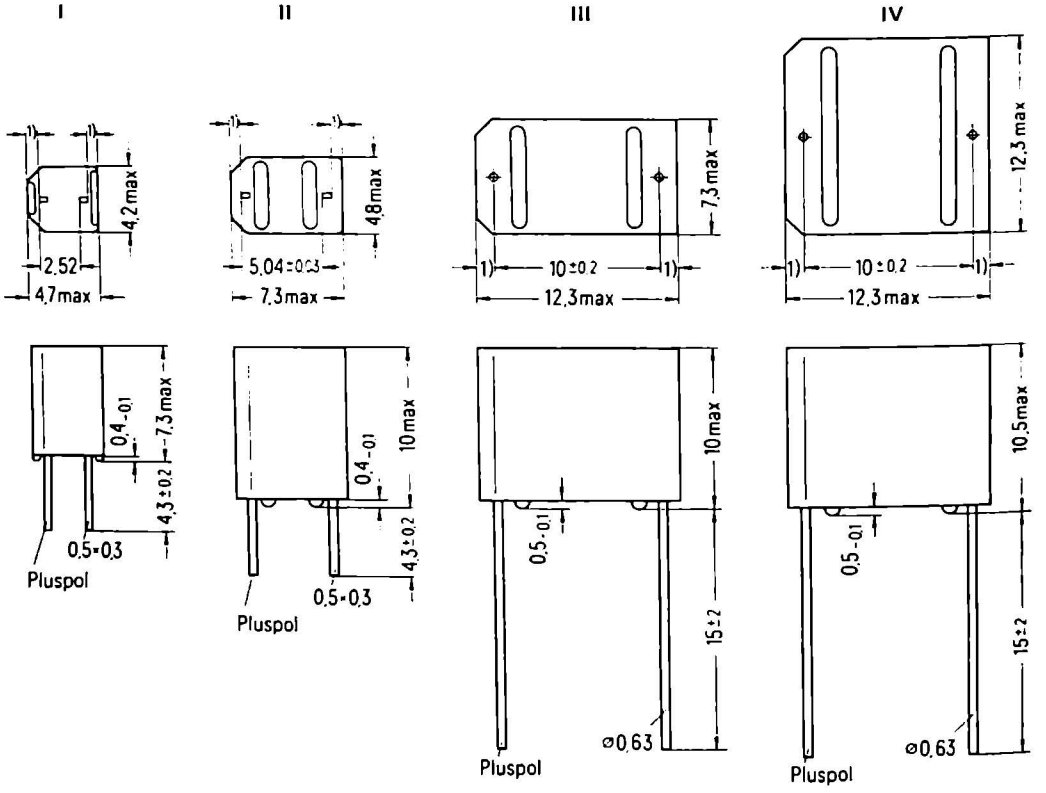
b) Änderungsausfälle,

d.h. Änderung der elektrischen Daten über die unter Ausfallkriterien angegebenen Werte hinaus. Änderungsausfälle wirken sich im Gegensatz zu Vollausfällen je nach der Schaltungs- bzw. Gerätefunktion aus. Daher muß nicht jeder Änderungsausfall zu einem Geräteausfall führen.

Sinterausführung (trocken); steckbar; DIN 44352; für erhöhte Anforderungen

Aufbau: Tantal-Kondensatoren mit einem Sinterkörper als Anode und festem Halbleiter als Elektrolyt. Rechteckige, epoxydharzumhüllte Ausführung mit einseitig herausgeführten Anschlußdrähten.
Kennzeichnung des Pluspols durch seitlichen Ansatz am Gehäuse. Wertkennzeichnung durch Stempelaufdruck auf der Stirnseite.

Gehäusegrößen



Technische Angaben	DIN 44350, DIN 44352 DIN 41123 (z. Zt. Entwurf) B 45010 (allgemeine technische Angaben)
Anwendungsklasse nach DIN 40040	F P F
Untere Grenztemperatur	F ≙ −55 °C
Obere Grenztemperatur	P ≙ +85 °C
Feuchteklasse	F ≙ mittlere relative Feuchte ≤ 75%, 30 Tage im Jahr 95%

[1]) Zulässiger Unterschied 0,2.

Einsatzmerkmale

Diese Kondensatoren eignen sich besonders für die Bestückung der Leiterplatten in Niederspannungsgeräten, wenn neben hoher Packungsdichte ein niedriger Verlustfaktor, geringer Reststrom, gutes Temperatur- und Frequenzverhalten sowie eine hohe Betriebszuverlässigkeit gefordert werden. Bei einem Schaltkreiswiderstand $< 3\,\Omega/V$ ist, insbesondere bei hoher Betriebstemperatur, eine Verminderung der Betriebsbrauchbarkeitsdauer der Kondensatoren zu erwarten (siehe Seite 448).

Nennspannung U_N[1])		6,3 V–	10 V–	16 V–	25 V–	35 V–	50 V–	Gehäusegröße
Nennkapazität µF	Toleranz	Abnahme-Reststrom $I_{r\ddot{a}}$[2])/Scheinwiderstand Z[3]) Kurzzeichen						
1	±20%≙M					0,6/25 -A4105-M	0,8/25 -A6105-M	I
1,5					0,8/17 -B3155-M	0,8/15 -A4155-M	1,2/15 -A6155-M	II
2,2						1,2/11 -A4225-M	1,7/11 -A6225-M	
3,3				0,8/9 -A2335-M		2,0/7,5 -A4335-M	2,5/7,5 -A6335-M	
4,7			0,7/7,5 -A1475-M			2,5/5,5 -A4475-M	3,5/5,5 -A6475-M	
6,8		0,5/6 -A0685-M				3,0/4,2 -A4685-M	5,5/4,0 -A6685-M	III
10					3,4/3,2 -B3106-M	4,0/2,8 -A4106-M	8/2,8 -A6106-M	
15				3,5/2,5 -A2156-M		5,0/2,2 -A4156-M	12/2,2 -A6156-M	
22				4,0/2,1 -A2226-M		8,0/1,9 -A4226-M	17/1,7 -A4226-M	IV
33			5,0/1,7 -A1336-M		8,0/1,5 -B3336-M	11/1,4 -A4336-M		
47		3,0/1,5 -A0476-M		7,0/1,3 -A2476-M	12/1,3 -B3476-M	16/1,1 -A4476-M		
68				10/1,1 -A2686-M	17/0,9 -B3686-M			
100			10/1,0 -A1107-M	15/0,8 -A2107-M				
150		9,0/0,8 -A0157-M		20/0,65 -A2157-M				
220			20/0,55 -A1227-M					
330		15/0,5 -A0337-M						

Bestellbeispiel: B45181-A4336-M

Bauform — B45181 — A4336-M — Kurzzeichen, siehe Tabelle

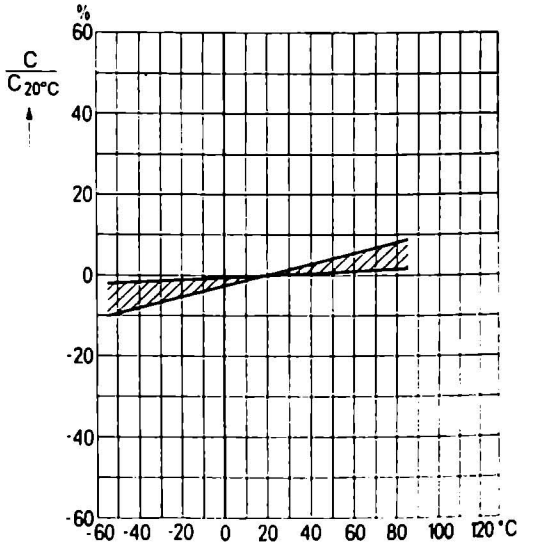
[1]) Spitzenspannung $U_S \approx 1{,}15\ U_N$.
[2]) Reststrom $I_{r\ddot{a}}$ (µA) bei 20 °C und U_N nach 5 Minuten (Grenzwerte).
[3]) Scheinwiderstand Z (Ω) bei 10 kHz und 20 °C (Grenzwerte).

Nennkapazität, Messung

Die Kapazität der Kondensatoren wird bei 120 Hz und 20 °C gemessen.

Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von der Temperatur

Richtwerte



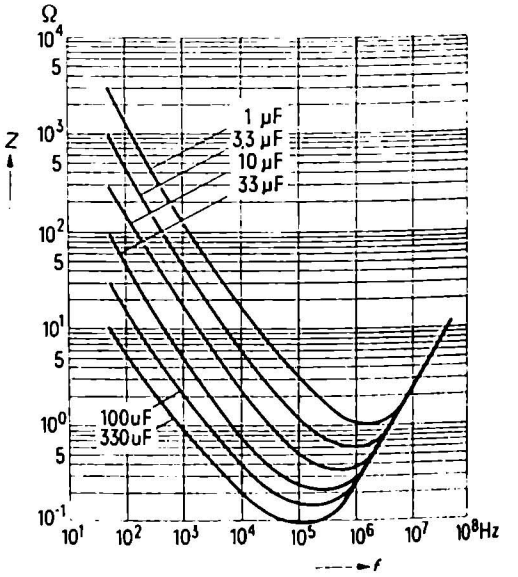
Größtwerte

−55 °C	+85 °C
−12%	+12%

Verlustfaktor tan δ **bei 120 Hz** (Grenzwerte)

Nennkapazität	−55 °C	+20 °C	+85 °C
≤ 100 µF	0,06	0,06	0,08
> 100 µF	0,08	0,08	0,08

Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz (Richtwerte bei +20 °C)



Scheinwiderstand *Z* (Grenzwerte bei Anlieferung für 10 kHz und 20 °C)

siehe Kapazitätsspektrum Seite 483

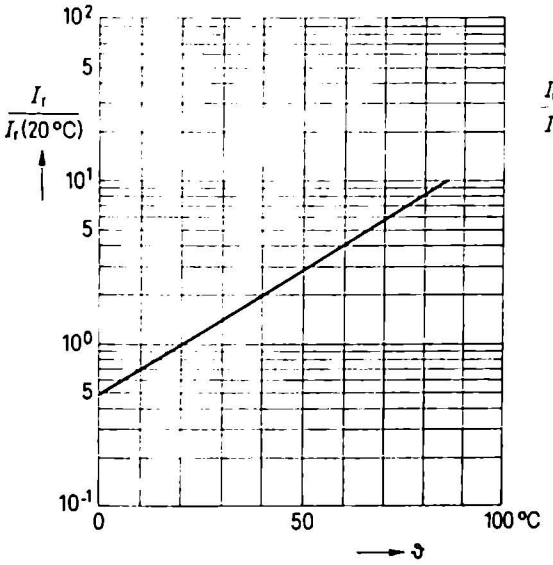
Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Temperatur

Für Temperaturen die von +20 °C abweichen ist der Scheinwiderstand mit den in folgender Tabelle angegebenen Faktoren zu multiplizieren.

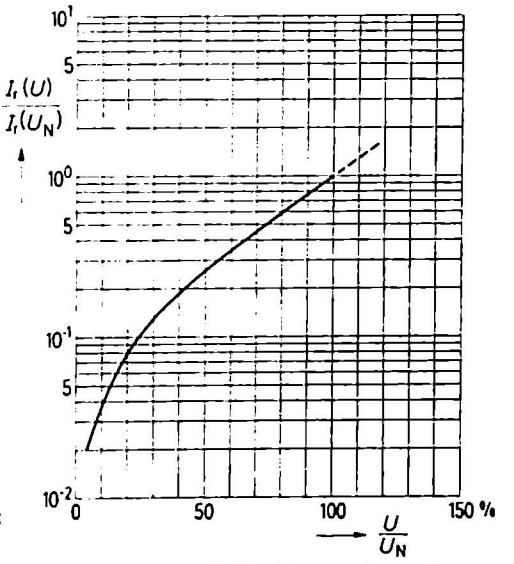
bei		Temperaturfaktoren					
		−55 °C	−40 °C	−20 °C	0 °C	+20 °C	+85 °C
100 Hz		1,3	1,2	1,1	1,05	1	0,95
1 kHz		1,3	1,3	1,2	1,1	1	0,9
10 kHz		1,5	1,3	1,2	1,1	1	0,85
100 kHz	≤50 µF	1,5	1,3	1,3	1,1	1	0,85
	>50 µF	1,8	1,6	1,3	1,15	1	0,8

Reststrom
Bei +20 °C gelten für den Reststrom die Maximalwerte aus der Tabelle auf Seite 483. Die Grenzwerte bei +85 °C betragen das 10fache des Reststromgrenzwertes bei +20 °C.

Reststrom in Abhängigkeit von der Temperatur (Richtwerte)



Reststrom in Abhängigkeit von der Spannung (Richtwerte)

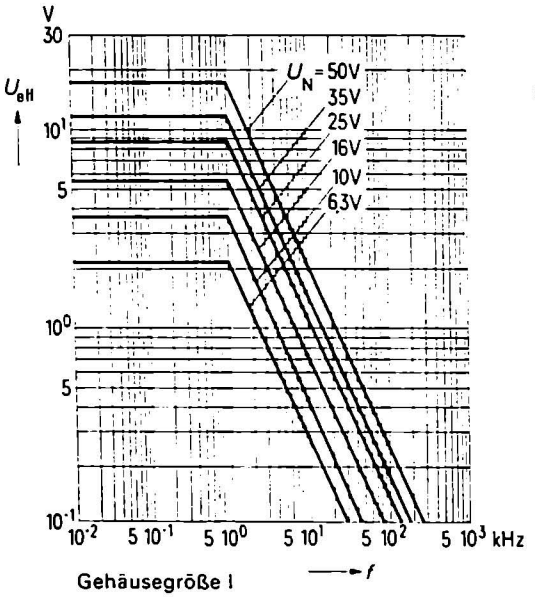


Betriebsspannungen $>U_N$ nicht zugelassen!

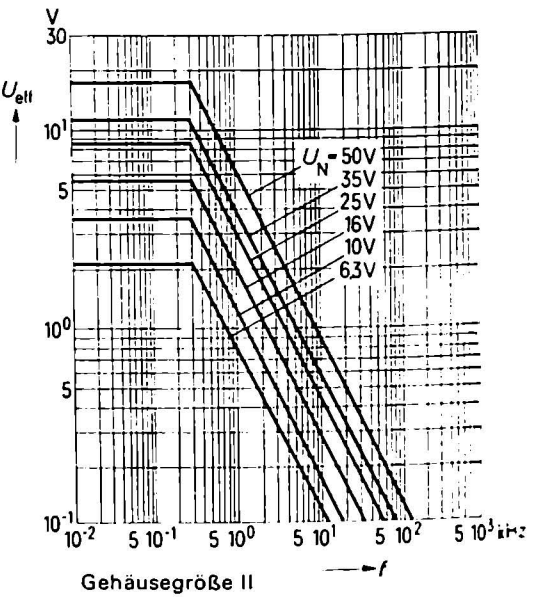
Messung des Reststromes
Die Messung des Reststromes erfolgt bei 20 °C nachdem die Kondensatoren 5 Minuten an Nennspannung gelegt wurden. Hierbei ist eine konstante Spannungsquelle und ein Serienwiderstand von 1000 Ω zur Begrenzung des Ladestromes zu verwenden.
Vor Anlegen der Spannung mussen die Kondensatoren 30 Minuten bei Nenntemperatur stabilisiert werden.

Zulässige überlagerte Wechselspannung
Die Kondensatoren können mit überlagerter Wechselspannung betrieben werden, vorausgesetzt, daß ihre Grenzwerte für die Temperaturbelastung nicht überschritten werden. Die zulässigen Grenzwerte für die Temperaturbelastung hängen von der Umgebungstemperatur und von der Betriebsfrequenz ab.

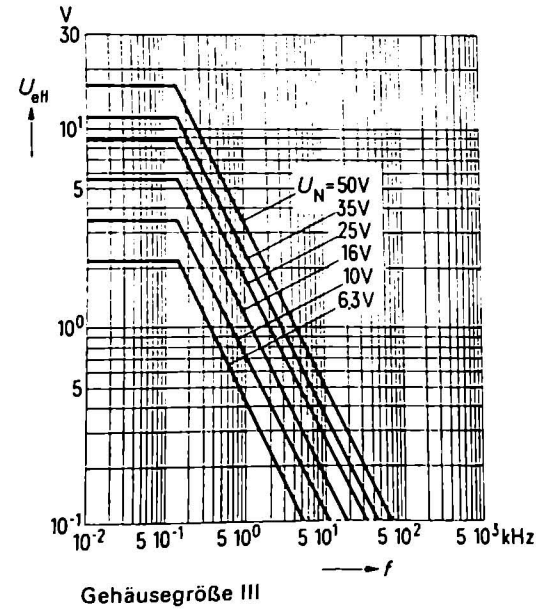
Wechselspannungsbelastbarkeit
(überlagerte Wechselspannung) in Abhängigkeit von der Frequenz bei 20 °C.



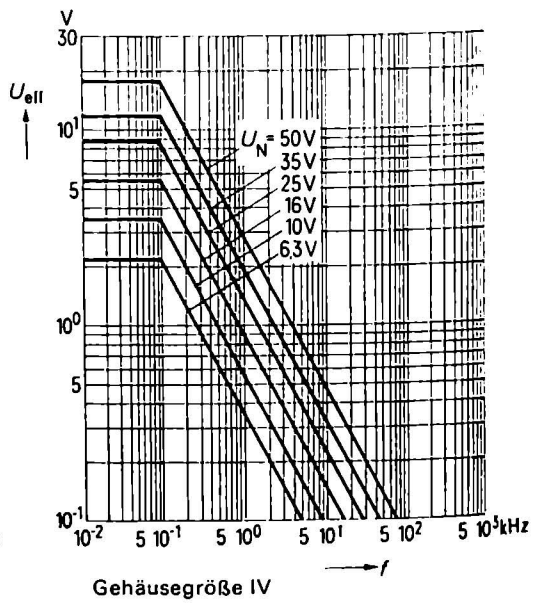
Gehäusegröße I



Gehäusegröße II



Gehäusegröße III



Gehäusegröße IV

Bei höheren Temperaturen gelten nebenstehende Temperaturfaktoren

+50 °C	+85 °C
0,7	0,5

Die Summe aus Gleichspannung und Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung darf die Nennspannung nicht überschreiten.
Die Summe aus Gleichspannung und negativen Wechselspannungsanteilen darf nur eine Umpolung entsprechend der zugelassenen Umpolspannung hervorrufen.

Gegenpolige Serienschaltung
Bei gegenpoliger Serienschaltung Kathode an Kathode (back to back-Schaltung) zweier Kondensatoren gleicher Nennkapazität und gleicher Nennspannung ist die doppelte Wechselspannung zulässig wie für einen Einzelkondensator. Die angegebene Frequenz- und Temperaturabhängigkeit gilt analog.

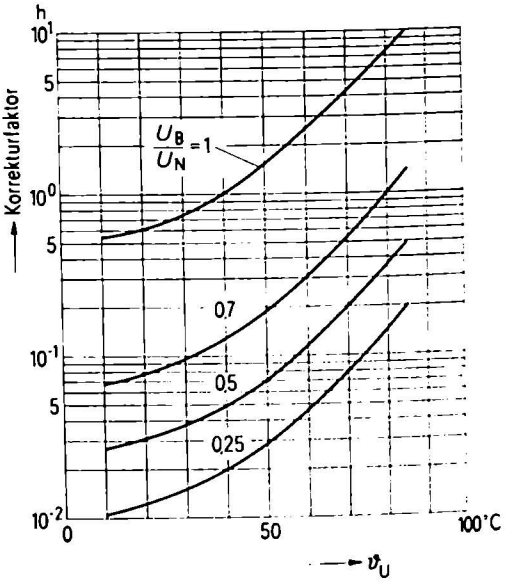
Umpolspannung	bei +20 °C: 0,15 · U_N bei +55 °C: 0,1 · U_N bei +85 °C: 0,05 · U_N
Lebensdauerprüfung 2000 h bei +85 °C	ΔC ≤ 15% vom Anfangswert tan δ ≤ Grenzwerte (siehe Seite 484) I_r 20 °C ≤ 0,025 · C · U (Kleinstwert: $I_r \leq 2\ \mu A$) Von 25 geprüften Exemplaren darf höchstens 1 Kondensator die angegebenen Werte überschreiten.
Lagertest (spannungslos) 5000 h bei +85 °C	ΔC ≤ 10% vom Anfangswert tan δ ≤ 1,5 × Grenzwerte (siehe Seite 484) I_r 20 °C ≤ Grenzwerte (siehe Seite 483)
Zeitliche Kapazitätsänderung (praktische Inkonstanz)	$^{+\ 5}_{-10}$ % (Richtwert)
Zulässige Prüfung in feuchter Wärme nach DIN 40046, Blatt 5	Schärfegrad 5: 40 ± 2 °C; 93 $^{+2}_{-3}$ % relative Luftfeuchte; Dauer: 21 Tage
Schüttelfestigkeit Prüfung F_c: Schwingen Teilprüfung B1 nach DIN 40046, Blatt 8	Frequenzbereich: 10 bis 2000 Hz Auslenkung: 1,5 mm (entspricht max. 196 m/s² bzw. 20 g) Beanspruchungsdauer: 6 h
Stoßfestigkeit nach DIN 40046, Blatt 7	Spitzenbelastung: 981 m/s² bzw. 100 g
Lötbedingungen	Temperatur des Schwallbades: max. 270 °C Lötdauer: max. 2 s Die Temperatur am Kondensator darf jedoch – auch bei eventuellem Nachverzinnen der Anschlußdrähte – an keiner Stelle 85 °C überschreiten.

Bezugszuverlässigkeit
nach DIN 40040 (2.73)

Gesamtausfallsatz (Richtwert) — 10% innerhalb 100 000 h

Beanspruchungsdauer — 100 000 h bei 40 °C, einer Betriebsspannung ≤ Nennspannung und einem Schaltkreiswiderstand ≥ 3 Ω/V

Die Beanspruchungsdauer ist von der Umgebungstemperatur, dem Verhältnis U_B/U_N und dem Schaltkreiswiderstand abhängig. Sie wächst mit fallender Umgebungstemperatur, kleiner werdendem Verhältnis U_B/U_N und steigendem Schaltkreiswiderstand.
Für die Abhängigkeit der Ausfallrate innerhalb der Betriebsbrauchbarkeitsdauer von Umgebungstemperatur und Betriebsspannung können Korrekturfaktoren aus nebenstehender Kurvendarstellung entnommen werden (Richtwerte).



Die Zuverlässigkeitsangaben sind auf Schaltkreiswiderstände von ≥ 3 Ω/V bezogen. Bei Schaltkreisen mit kleineren Innenwiderständen (R_i) ist mit einem Anstieg der Ausfallraten (bezogen auf den Reststromanstieg) nach folgender Tabelle zu rechnen:

R_i in Ω/V	≥ 3	1	0,3	≤ 0,1
Faktor für Gehäusegröße 1 und 2	1	2,0	3,5	5,0
Faktor für Gehäusegröße 3 und 4	1	2,8	6,1	12

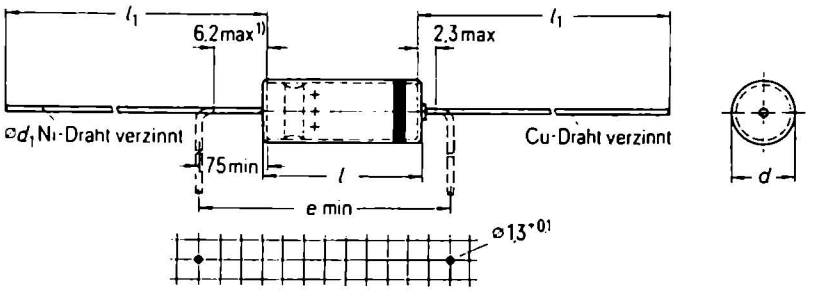
Ausfallkriterien

Vollausfall — durch Kurzschluß oder Unterbrechung

Änderungsausfall — $I_r \geq 5 \cdot I_{r_0} + 15\ \mu A$
$Z \geq$ 3facher max. Grenzwert bei Anlieferung
ΔC bei $U \leq 16$ V: +10...−20%
ΔC bei $U > 16$ V: +10...−10%

Sinterausführung mit flüssigem Elektrolyt nach DIN/IEC, gepolt; für erhöhte Anforderungen.

Aufbau: Tantal-Kondensatoren mit einem Sinterkörper als Anode und flüssigem Elektrolyt in zylindrischem Silberbecher **mit Isolierhülle;** abgedichtet mit temperatur- und alterungsbeständigen Materialien.
Zentrisch axiale Anschlußdrähte, kontaktsicher geschweißt.
Achtung! Falschpolung unbedingt vermeiden! Der Elektrolyt wirkt ätzend und greift Metalle an. Vorsicht auch beim Öffnen des Kondensators.



Gehäuse-größe[2])	Abmessungen $d_{-0,1}$	Abmessungen $l_{-2,0}$	$l_1 \pm 4$	kleinstes Rastermaß e min	d_1	Gewicht ≈ g
T1	5,5	13,8	40	25	⌀ 0,6$^{+0,05}$	1,5
T2	7,9	18,6	55	30		4,5
T3	10,3	21,8		32,5		8
T4	10,3	33,2		45	⌀ 0,8$^{\pm 0,03}$	14

Technische Angaben	DIN 44360 (z. Zt. Entwurf), Bauart S, Typ I DIN 41123 (z. Zt. Entwurf) B 45010 (allgemeine technische Angaben) Eigenschaften ähnlich MIL-C-3965/4F, Styl CL 65 ähnlich MIL-C-3965/4F, Styl CL65
Anwendungsklasse nach DIN 40040 Untere Grenztemperatur Obere Grenztemperatur Feuchteklasse	F K C F ≙ −55 °C (Lagerung bis −65 °C) K ≙ +125 °C (ab +85 °C Spannungsminderung) C ≙ mittlere relative Feuchte ⩽ 95%, 30 Tage im Jahr 100%
Einsatzmerkmale	Sehr niedrige Restströme, große spezifische Ladung, weiter Temperaturbereich, unempfindlich bei Betrieb an niederohmigen Spannungsquellen, hohe Betriebszuverlässigkeit und Lebensdauer.

[1]) Tantaldraht nicht lötbar. Biegebeanspruchung im Bereich der Schweißstelle nicht zulässig.
[2]) Gehäusegröße T1, T2 und T3 entsprechend MIL-C-3965/4F, Style CL 65.

Nennspannung U_N bis +85 °C	6,3 V–	10 V–	16 V–	25 V–	40 V–	63 V–	80 V–	100 V–	Gehäuse-größe
Nennspannung U_N bis +125 °C[1])	4 V–	6,3 V–	10 V–	16 V–	25 V–	40 V–	50 V–	63 V–	
Nennkapazität µF / Toleranz	Abnahmereststrom I_a[2]) Kurzzeichen								
2,2								1 -A8225-•	T1
3,3								1 -A8335-•	
4,7								1 -A8475-•	
6,8							1 -A7685-•	1 -A8685-•	T2
10						1 -A6106-•		1 -A8106-•	
15					1 -A5156-•			1 -A8156-•	
22				1 -A4226-•				1,1 -A8226-•	
33			1 -A3336-•				1,3 -A7336-•	1,7 -A8336-•	T3
47	± 20% ≙ M ± 10% ≙ K	1 -A2476-•				1,5 -A6476-•	1,9 -A7476-•		
68	1 -A1686-•				1,4 -A5686-•	2,2 -A6686-•		3,5 -A8686-•	T4
100				1,3 -A4107-•	2 -A5107-•		4 -A7107-•		
150		1 -A2157-•		1,9 -A4157-•		4,8 -A6157-•			
220	1 -A1227-•		1,8 -A3227-•		4,4 -A5227-•				
330		1,7 -A2337-•		4,2 -A4337-•					
470	1,5 -A1477-•		3,8 -A3477-•						
680		3,5 -A2687-•							
1000	3 -A1108-•								

Bestellbeispiel: B45261-A4107-•

Bauform — Kurzzeichen, siehe Tabelle

•) Hier ist die gewünschte Kapazitätstoleranz M ≙ ± 20% oder K ≙ ± 10% einzusetzen.

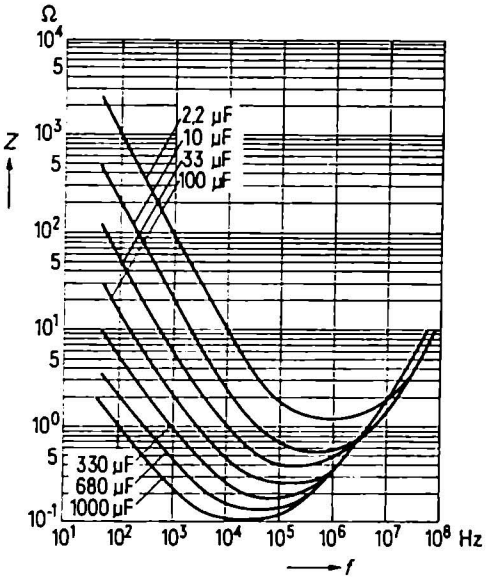
[1]) Spitzenspannung $U_S = 1{,}15\ U_N$.

[2]) Abnahmereststrom I_a (µA) gemessen bei 20 °C (Grenzwerte).

Verlustfaktor tan δ
Größtwerte bei 120 Hz

U_N (V–)	≤10	≤40	>40
tan δ	≤0,4	≤0,3	≤0,2

Scheinwiderstand Z
in Abhängigkeit von der Frequenz
(Richtwerte bei 20°C)



Scheinwiderstand
in Abhängigkeit von der Temperatur

Für Temperaturen, die von +20°C abweichen, ist der Scheinwiderstand Z mit mit den in folgender Tabelle angegebenen Faktoren zu multiplizieren.

bei		Temperaturfaktoren					
		−55°C	−40°C	−20°C	0°C	+20°C	+85°C
100 Hz	≤30 V	1,6	1,3	1,1	1,02	1	0,9
	>30 V	1,1	1,06	1,04	1,02	1	0,95
1 kHz	≤30 V	3	2,5	1,9	1,2	1	0,85
	>30 V	1,8	1,3	1,1	1,03	1	0,9
10 kHz	≤30 V	6	3,7	2,6	1,8	1	0,7
	>30 V	4	3	2,1	1,2	1	0,85

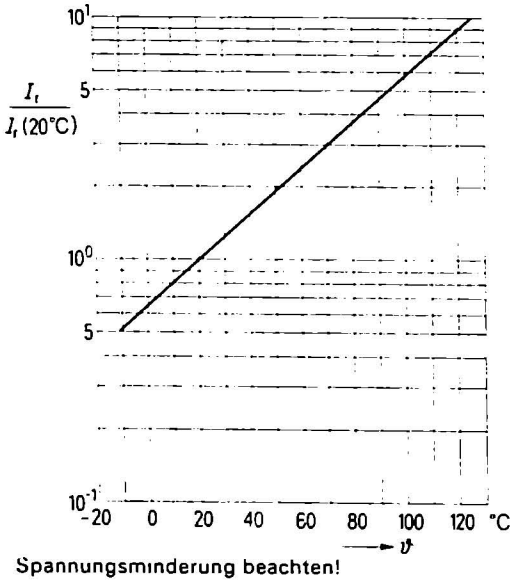
Scheinwiderstand in Ω bei −55°C und 120 Hz (Größtwerte)

C_N (µF)	2,2	3,3	4,7	6,8	10	15	22	33	47
Z (Ω)	1000	700	500	350	250	175	140	100	80
C_N (µF)	68	100	150	220	330	470	680	1000	
Z (Ω)	60	50	40	30	28	25	23	21	

Reststrom

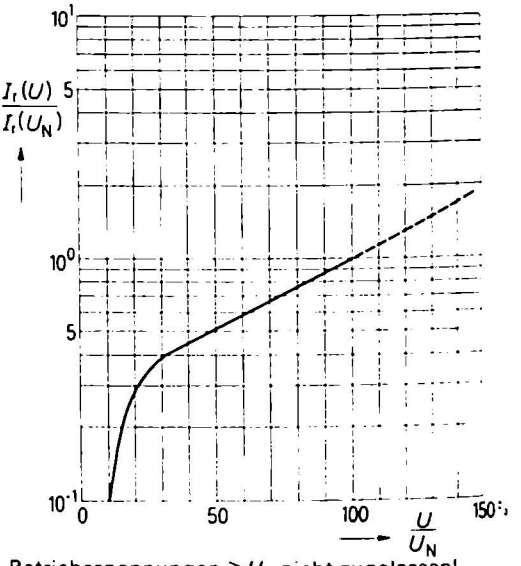
Bei 20 °C gelten für den Reststrom die Größtwerte der Tabelle (siehe Seite 490). Die Größtwerte bei 85 °C betragen das 5fache, bei 125 °C (mit Spannungsminderung) das 8fache des Reststromgrößtwertes bei 20 °C.

Reststrom in Abhängigkeit von der Temperatur (Richtwerte)



Spannungsminderung beachten!

Reststrom in Abhängigkeit von der Spannung (Richtwerte)



Betriebsspannungen $>U_N$ nicht zugelassen!

Messung des Reststromes

Die Messung des Reststromes erfolgt bei 20 °C, nachdem die Kondensatoren 5 Minuten an Nennspannung gelegt wurden. Hierbei ist eine konstante Spannungsquelle und ein Serienwiderstand von 1000 Ω zur Begrenzung des Ladestromes zu verwenden. Vor Anlegen der Spannung mussen die Kondensatoren 30 Minuten bei Nenntemperatur stabilisiert werden.

Maximal zulässiger Wechselstrom I_{eff} in mA für den Frequenzbereich von 50 Hz ... 10 kHz

Gehäusegröße	Frequenzbereich 50 Hz ... 10 kHz	
	+25 ... +85 °C	>+85 ... +125 °C
	mA	mA
T1	50	40
T2	250	200
T3	400	320
T4	600	480

Die Summe aus anliegender Gleichspannung und dem Spitzenwert der überlagerten Wechselspannung darf die zulässige Dauergrenzspannung des Kondensators nicht überschreiten. Ferner ist zu beachten, daß der Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung stets kleiner als die anliegende Gleichspannung ist, um eine Falschpolung des Kondensators zu vermeiden.

Widerstände

13. Widerstände

13.1. Kohleschichtwiderstände „Karbowide"

Allgemeine technische Angaben

In der Elektrotechnik hat der Widerstand als Bauelement, insbesondere auch durch die Transistorisierung der Geräte, eine außerordentliche Bedeutung erlangt. Widerstände sind heute die bei weitem zahlreichsten Bauelemente in der Elektronik. Sie bestimmen vielfach infolge ihrer Anzahl die Zuverlässigkeit der gesamten Anlage. Die Fertigung von Schicht- und Drahtwiderständen geht bei der Siemens Aktiengesellschaft auf jahrzehntelange Erfahrung zurück, und man kann heute sagen, daß sich Siemens-Widerstände als besonders stabile und zuverlässige Bauelemente bewährt haben. Sie werden deshalb bevorzugt in Geräten und Anlagen der Nachrichtentechnik sowie der ganzen professionellen Elektronik eingesetzt.

Das Siemens Fabrikationsprogramm umfaßt folgende Widerstandsarten:

Kohleschicht-Widerstände „KARBOWIDE"

Metall- und Edelmetall-Schichtwiderstände.

Drahtwiderstände

Allgemeines

Vor mehr als 40 Jahren wurde bei der Siemens AG ein Verfahren zur Herstellung kristalliner Kohlewiderstandsschichten ausgearbeitet. Bis zum heutigen Tage hat sich der KARBOWID ein breites Anwendungsgebiet auf allen Gebieten der Elektrotechnik erobert.

Widerstandsschicht

Die Widerstandsschicht wird bei hoher Temperatur durch pyrolytischen Zerfall eines Kohlenwasserstoffs auf einen Trägerkörper aus Spezialkeramik als kristalline Glanzkohle niedergeschlagen. Diese Schicht ist sehr stabil und hart. Sie bietet eine der wesentlichsten Voraussetzungen für die hohe Konstanz dieser Widerstände. Die Nennwerte werden in den meisten Fällen durch Einschneiden einer schraubenförmigen Wendel unter Anwendung modernster Technologien erreicht.

Aufbau

Man unterscheidet Voll- und Rohrkörpertypen (Rohrkörper für Hochohmwiderstände) sowie bekappte und kappenlose Bauformen.

Kappenlose Bauformen

Bei den kappenlosen Bauformen kann man im Gegensatz zu den bekappten Ausführungen den keramischen Trägerkörper auf seiner ganzen Länge und den gesamtem Durchmesser für seine Funktion als Widerstand ausnutzen.

Da der zum Wendeln zur Verfügung stehende Raum größer ist, lassen sich höhere Widerstandswerte auf dem gleichen Körper unterbringen. Die tief in den Keramikkörper hineinragenden Anschlußdrähte gewährleisten eine sehr gute Wärmeabführung.

Daraus ergibt sich bei gleicher Baugröße eine höhere Belastbarkeit, bei gleicher Belastbarkeit eine geringere Baugröße und bei gleicher Belastung und gleicher Baugröße eine geringere Eigenerwärmung und damit eine bessere Konstanz.

Anschlüsse

Die Kappen unserer bekappten KARBOWIDE bestehen bei den meisten Bauformen aus korrosionsfestem Neusilber, das zur Erhöhung der Korrosionsfestigkeit und zur Verbesserung der Kontaktsicherheit zusätzlich verzinnt ist. Es ist heute bekannt, daß die Lötfähigkeit von Kupfer-Drähten mit einer Zinn-Blei-Oberfläche insbesondere nach den unterschiedlichsten Vorbeanspruchungen erheblich besser ist, als die von Drähten mit reiner Zinn-Oberflache. Der Anwender sollte sich nicht an dem weniger schönen Aussehen dieser Drähte stören. Die außerordentlich gute Lötbarkeit wird dadurch nicht beeinträchtigt. Unsere Bauformen werden zur Zeit sukzessive auf Drähte mit Sn-Pb-Oberfläche umgestellt.

Widerstände mit einer Belastbarkeit > 2 W haben Anschlußschellen aus Neusilber.

Bei unserer kappenlosen Typenreihe ist durch besondere konstruktive Maßnahmen dafür gesorgt, daß die Anschlußdrähte in den Sacklöchern des Trägerkörpers stabil befestigt sind.

Lackierung

KARBOWIDE werden durch Mehrfach-Einbrennlackierung gegen Umgebungseinflüsse geschützt. Einige Bauformen sind darüber hinaus gegen Berührungsspannungen isoliert. Die Durchschlagsfestigkeit der Lackisolation geht aus den einzelnen Bauformblättern hervor. Widerstände nach DIN 44052 und LL-Qualität[1]) sind rotbraun lackiert, Meßwiderstände nach DIN 44053 sind grau lackiert.

Kennzeichnung

Wert- und Toleranzangaben werden entweder in Klartext gestempelt oder durch Farbkodierung (Beringung) entsprechend DIN 41429 gekennzeichnet. Hierzu siehe auch Seite 503. Die Kennzeichnung der verschiedenen Sonderausführungen geht aus den speziellen Bauformblättern hervor.

Elektrische Eigenschaften

Zeitliche Konstanz

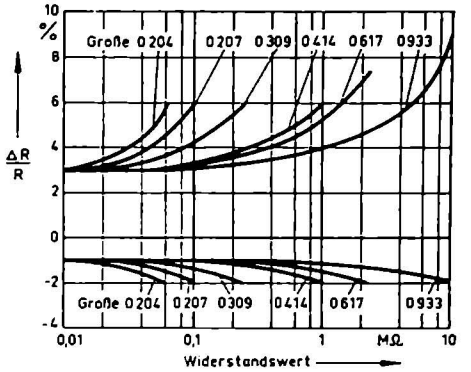
Die wichtigste Eigenschaft eines Widerstandes ist neben der Betriebszuverlässigkeit die zeitliche Konstanz des Widerstandswertes. Chemische und physikalische Vorgänge in Widerstandsschicht und Lack können bleibende Änderungen des Widerstandswertes verursachen. Das Ausmaß der Änderung ist abhängig von der Schichttemperatur und der Belastung. Die Änderungen sind um so kleiner, je niedriger die Schichttemperatur gehalten werden kann. Die maximal zulässige Widerstandsänderung nach 10000 h, bezogen auf den Anlieferungswert und die Oberflächentemperatur, ist in den Normen DIN 44052 und DIN 44053 für die jeweilige Baugröße angegeben.

Über die Zeit von 10000 h hinaus geben wir für unsere LL-Widerstände (Lang-Lebensdauer) für Geräte höchster Betriebszuverlässigkeit die Ausfallsätze für eine Betriebsbrauchbarkeitsdauer von 130000 h in unseren Datenblättern an.

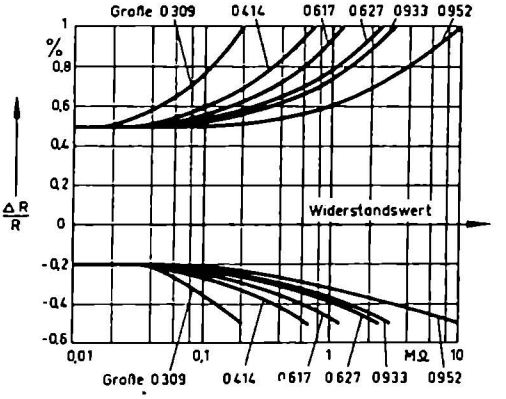
[1]) Für unsere LL-Qualität ist eine Umstellung auf andersfarbigen Lack in Vorbereitung.

Zulässige Änderung des Widerstandswertes nach 10000 h, bezogen auf den Wert bei Anlieferung (Größtwerte)

DIN 44052



DIN 44053



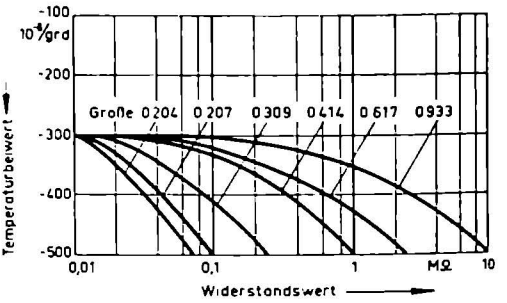
Einfluß der Temperatur

Schwankungen der Betriebstemperatur rufen reversible Widerstandsänderungen hervor, die durch den Temperaturbeiwert (α_R) charakterisiert sind. Dieser Temperaturbeiwert ist für KARBOWIDE im Bereich von −55 bis +125 °C annähernd konstant. Er ist für Glanzkohleschichten negativ und liegt je nach Widerstandswert zwischen $-800 \cdot 10^{-6}$/°C und $-220 \cdot 10^{-6}$/°C.

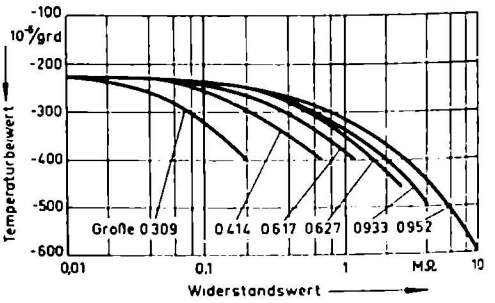
Der absolute Betrag des Temperaturbeiwertes ist bei dünnen Schichten – und damit bei hohen Widerstandswerten – größer als bei dicken Schichten. Wird eine geringere Temperaturabhängigkeit gefordert, so empfiehlt sich die Verwendung von Metallschichtwiderständen.

Temperaturbeiwert α_R des Widerstandswertes

DIN 44052



DIN 44053



Einfluß von Feuchte und Klima

Umgebende Luftfeuchte kann den Widerstandswert beeinflussen.

Unsere KARBOWIDE dürfen innerhalb der Feuchteklasse betrieben werden, die laut DIN 44052/ DIN 44053 zugelassen ist. Die Betriebsdaten bleiben dabei erhalten.

Ungünstigere klimatische Bedingungen (z. B. sehr hohe Luftfeuchte oder Industrieatmosphäre) können insbesondere bei Widerständen mit hohen Werten zu größeren Änderungen führen. In Fällen extremer Feuchtebeanspruchung empfehlen wir den Einsatz unserer umpreßten Metall-Schichtwiderstände oder EMS-Widerstände.

Frequenzverhalten

Kohleschichtwiderstände zeigen wegen des hohen spezifischen Widerstandes der Glanzkohle und der geringen Schichtdicken ausgezeichnete Eigenschaften hinsichtlich ihrer Verwendung bei hohen Frequenzen. Beide Faktoren ermöglichen hohe Widerstandswerte bei kleinen Abmessungen und geben damit dem Bauelement kleine Werte für die Eigeninduktivität. Die Kapazität der Widerstände ist weitgehend unabhängig von der Bauform. Sie wird nahezu ausschließlich von den Einbauverhältnissen bestimmt. Für einen völlig freistehenden Widerstand kann als Richtwert mit 0,5 pF gerechnet werden.

Die für elektronische Schaltungen wichtigsten Baugrößen nach DIN 44052/53 können im mittleren Wertbereich bis etwa 100 MHz ohne größere Abweichungen vom ohmschen Widerstand eingesetzt werden.

In bestimmten Wertbereichen ist es möglich, die Eigenkapazität der Widerstände durch eine Spezialwendelung induktiv zu kompensieren. Damit erreicht man ein besonders günstiges Hochfrequenz-Verhalten.

Widerstände dieser sogenannten HF-Ausführung werden mit einem blauen Ring oder blauen Längsstrich gekennzeichnet.

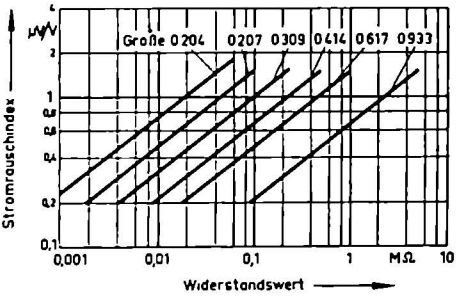
Angaben über das Frequenz-Verhalten sind in den entsprechenden Bauformblättern enthalten.

Stromrauschen

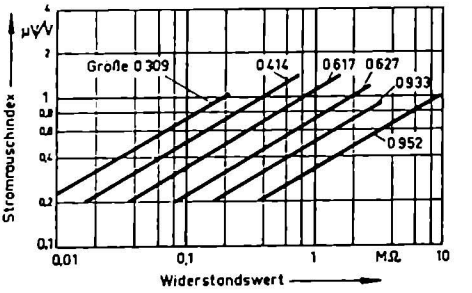
Stromrauschen entsteht durch statistische Leitfähigkeitsschwankungen in der Widerstandsschicht. Es ist proportional dem durch den Widerstand fließenden Strom. Die Messung erfolgt nach DIN 44049. Unsere KARBOWIDE sind infolge ausgewählter Keramik, besonders hoher Gleichmäßigkeit der Schicht und sehr sorgfältiger Bearbeitung bis zu sehr hohen Widerstandswerten rauscharm. Die Rauschwerte liegen größtenteils erheblich unter den nach DIN 44052/53 zugelassenen Grenzwerten.

Stromrauschen (Größtwerte für 95% aller Widerstände)

DIN 44052



DIN 44053



Betriebsspannung

Die Höhe der maximal zulässigen Betriebsspannung ist in DIN 44052/DIN 44053 festgelegt. Die Qualität unserer Widerstände läßt aber, wie aus den Bauform-Blättern ersichtlich, höhere Betriebsdauerspannungen zu.

Im Rahmen der zulässigen Betriebsspannungen ist der Widerstandswert praktisch spannungsunabhängig.

Wärmehaushalt

Die Belastbarkeit eines Widerstandes ergibt sich aus seiner Fähigkeit, die bei Stromdurchgang erzeugte Joulesche Wärme abzuleiten. Die notwendige Kühlung wird erreicht durch Konvektion der umgebenden Luft, durch Wärmeabstrahlung und durch Wärmeleitung über die Anschlußelemente.

Die Kühlung über die Anschlußelemente spielt bei kleinen Bauformen die entscheidende Rolle. Diese Widerstände weisen ein günstigeres Verhältnis Volumen zu Belastbarkeit auf als die größeren Bauformen.

Besonders deutlich ist die höhere Belastbarkeit bei unseren kappenlosen Widerständen. Bedingt durch den besonderen Aufbau („Innenkühlung" durch die Anschlußelemente) wird hier die Wärme besonders gut abgeleitet.

Wärmewiderstand R_{th}

Mit dem Wärmewiderstand wird diejenige physikalische Eigenschaft beschrieben, die der Wärmeabgabe des Widerstandes entgegenwirkt.

Die in DIN 44 052/DIN 44 053 angegebenen Größtwerte werden von unseren Bauformen eingehalten. Die kappenlosen Bauformen weisen sogar wesentlich niedrigere Werte auf. Daraus ergeben sich für den Anwender erhebliche Vorteile: z. B. höhere Belastbarkeit, niedrigere Oberflächentemperatur und bessere Konstanz.

Die Angabe des Wärmewiderstandes bietet die Möglichkeit, die auftretende Schichttemperatur bei einer bestimmten Belastung und bei einer bestimmten Umgebungstemperatur zu berechnen.

Wenn aus Konstanzgründen eine gegebene Schichttemperatur nicht überschritten werden darf, kann aus der am Ende des Abschnittes angegebenen Gleichung die max. zulässige Belastung bestimmt werden.

Man kann also durch geeignete Wahl der Belastung die Konstanzeigenschaften der Widerstände speziell vorliegenden Anforderungen anpassen.

Aus der Formel ist weiter ersichtlich, daß durch Verringerung der Umgebungstemperatur (z. B. Kühlung) die Belastbarkeit erhöht werden kann.

Das Einsetzen der höchstzulässigen Schichttemperatur von +125 °C für KARBOWIDE ergibt die höchstzulässige Belastbarkeit für diese Widerstände, die bisher bezogen auf 40 °C Umgebungstemperatur als Nennlast bezeichnet wurde. Als Bezugstemperatur zur Festlegung der Belastbarkeit sind in den internationalen Normen nunmehr 70 °C Umgebungstemperatur festgelegt. Die sich hieraus ergebende Belastbarkeit (rated power) wird mit P_{70} bezeichnet.

Die Belastbarkeit errechnet sich nach der Gleichung:

$$P = \frac{\vartheta_S - \vartheta_U}{R_{th}}$$

P = Belastbarkeit (W)
ϑ_S = gewünschte Schichttemperatur (°C)
ϑ_U = Umgebungstemperatur (°C)
R_{th} = Wärmewiderstand (°C/W)

Impulsfestigkeit

Für Betrieb mit kurzen und steilen Impulsen (Impulsdauer $\leq$ 1 µsec), deren Energie ausschließlich von der Widerstandsschicht aufgenommen werden muß, erweisen sich Kohleschichtwiderstände im Vergleich zu Widerständen mit anderen Schichtmaterialien als besonders geeignet.

Die physikalischen Ursachen hierfür liegen in den günstigeren Eigenschaften der Kohleschicht: größere Masse der Schicht infolge des größeren spezifischen Widerstandes größere spezifische Wärme, die außerdem mit steigender Temperatur erheblich zunimmt und insbesondere der Eigenschaft, Spitzentemperaturen von über 2000 °C ohne Schädigung kurzzeitig auszuhalten.

Über die Impulsbelastbarkeit unserer Widerstände ist ein spezielles Bauformblatt mit näheren Angaben in Vorbereitung.

Betriebszuverlässigkeit

Die von uns durchgeführten umfangreichen Zwischen- und Endprüfungen sowie die ausschließliche Verwendung sorgfältig ausgesuchter Materialien verleihen allen Siemens-KARBOWIDEN eine hohe Betriebszuverlässigkeit. Die Zuverlässigkeit der Widerstände und die Ausfallwahrscheinlichkeit hängen ab von der Belastung, der Umgebungstemperatur und vom Widerstandswert. Widerstände an der oberen Grenze des Fertigungsbereiches sind infolge der dünnen Schichten weniger zuverlässig als solche im unteren und mittleren Fertigungsbereich.

Für Widerstände nach DIN 44052/053 gelten die Angaben über Betriebszuverlässigkeit entsprechend den Normblättern.

Für besonders hohe Anforderungen an die Betriebszuverlässigkeit sind die LL-Bauformen entwickelt worden. Für sie kann auf Grund von Dauerversuchen eine Betriebszuverlässigkeit für einen Zeitraum von 130000 h (ca. 15 Jahre) praktisch nachgewiesen werden.

Brauchbarkeitsdauer

Die Brauchbarkeitsdauer umfaßt neben der Betriebsbrauchbarkeitsdauer auch entsprechende Lager- und Betriebspausenzeiten, die in den Ausfallsätzen mit berücksichtigt sind.

Während der Lager- und Betriebspausenzeit darf keine elektrische, lediglich eine unbedeutende mechanische oder thermische Beanspruchung auftreten. Die Umgebungstemperatur soll im Mittel zwischen 0 und +25 °C, jedoch nicht unter der unteren Grenztemperatur und nicht über +40 °C liegen.

Tritt eine Temperatur von +40 °C länger als 50 h im Jahr auf, so ist die über die 50 h hinausgehende Zeit als Betriebszeit anzurechnen.

Bei Feuchtebeanspruchung dürfen die nach den Anwendungsklassen zugelassenen Werte nicht überschritten werden. Dabei ist DIN 40040, Anlage 1, zu beachten.

Betriebsbrauchbarkeitsdauer und Ausfallsatz für Widerstände der Klasse LL
(Richtwerte)

Bauform	Betriebsbrauchbarkeitsdauer bei ϑ_0 = 125 °C	Ausfallsatz bei Widerstandswerten	
		≦ 100 kΩ	> 100 kΩ
B 51262	130000 h	1‰	2‰
B 51263	(ca. 15 Jahre)	0,5‰	1‰
B 51264		0,8‰	1,5‰
B 51266		1‰	2‰
B 51370	in Vorbereitung		
B 51371			
B 51372			

Diese Werte gelten für Widerstände, die in geprüfte und als funktionsfähig befundene Geräte eingebaut sind. Die Oberfläche der Widerstände darf nicht beschädigt sein.

Ausfallsatz

Der Ausfallsatz ist die Gesamtzahl der Ausfälle innerhalb der Brauchbarkeitsdauer geteilt durch die Gesamtanzahl der zu Beginn der Brauchbarkeitsdauer vorhandenen Bauelemente (ausgedrückt in Prozent bzw. Promille.)

Ausfallkriterien

Vollausfall:	Unterbrechung.
Änderungsausfall:	Als Änderungsausfall gilt eine Wertänderung um mehr als das Doppelte der nach DIN 44052/DIN 44053 zugelassenen Grenzwerte.

Anzuwendende Normen (amplecable documents)

DIN 44050, April 1967

DIN 44052, Entwurf Dezember 1969

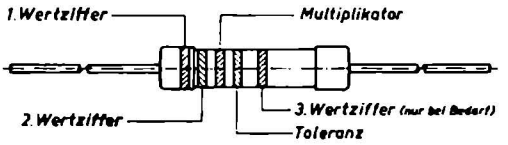
DIN 44053, Entwurf Oktober 1969

Farbkennzeichnung

Die Farbkennzeichnung des Widerstandswertes und der Toleranz erfolgt entweder durch Farbringe oder durch Farbpunkte. Farbpunkte können bei Kleinstwiderständen im Bedarfsfalle auch zweizeilig aufgebracht sein.

Die Farbzeichen haben folgende Bedeutung:

1. Ring: 1. Ziffer des Widerstandswertes
2. Ring: 2. Ziffer des Widerstandswertes
3. Ring: Multiplikator, d. h. Zehnerpotenz, mit der die ersten beiden Ziffern zu multiplizieren sind.
4. Ring: Widerstandstoleranz
5. Ring: 3. Ziffer des Widerstandswertes nur bei Bedarf und nur bei Toleranzen $\leqq 10\%$



Kennfarbe	1. Ring = 1. Wertziffer	2. Ring =2.Wertziffer	3. Ring = Multiplikator	4. Ring =Toleranz	5. Ring (nur bei Bedarf) =3.Wertziffer
farblos	—	—	—	± 20%	—
silber	—	—	$\times 10^{-2}\ \Omega$ = 0,01 Ω	± 10%	—
gold	—	—	$\times 10^{-1}\ \Omega$ = 0,1 Ω	± 5%	—
schwarz	(0)	0	$\times 10^{0}\ \Omega$ = 1,0 Ω	—	0
braun	1	1	$\times 10^{1}\ \Omega$ = 10 Ω	± 1%	1
rot	2	2	$\times 10^{2}\ \Omega$ = 100 Ω	± 2%	2
orange	3	3	$\times 10^{3}\ \Omega$ = 1 kΩ	—	3
gelb	4	4	$\times 10^{4}\ \Omega$ = 10 kΩ	—	4
grün	5	5	$\times 10^{5}\ \Omega$ = 100 kΩ	± 0,5%	5
blau	6	6	$\times 10^{6}\ \Omega$ = 1 MΩ	—	6
violett	7	7	$\times 10^{7}\ \Omega$ = 10 MΩ	—	7
grau	8	8	$\times 10^{8}\ \Omega$ = 100 MΩ	—	8
weiß	9	9	$\times 10^{9}\ \Omega$ = 1000 MΩ	—	9

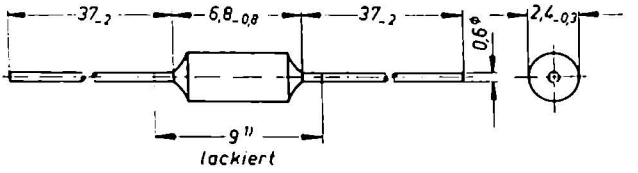
Beispiele:

rot	grün	braun	gold		
2	5	×10 Ω	± 5%		= 25×10 Ω = 250 Ω ± 5%
braun	blau	gelb	farblos		
1	6	×10 kΩ	± 20%		= 16×10 kΩ = 160 kΩ ± 20%
braun	rot	orange	braun	grün	
1	2	×1 kΩ	± 1%	5	= 12,5×1 kΩ = 12,5 kΩ ± 1%

Kappenlose Karbowid-Ausführung; isoliert, für erhöhte Anforderungen

Kohleschichtwiderstand in Miniaturausführung, bestehend aus einem Spezialkeramikkörper als Träger einer schutzlackierten Glanzkohleschicht. Die Widerstandsenden sind metallisiert und durch hochschmelzendes Lot mit den Anschlußdrähten verbunden. Hierdurch wird eine einwandfreie elektrische Kontaktgabe bei guter mechanischer Festigkeit erreicht. (Zugfestigkeit in axialer Richtung ≧ 2 kp). Rotbraune Mehrfach-Schutzlackierung, Widerstandswert und Toleranz durch Beringen gemäß Farbcode gekennzeichnet (siehe Seite 503).

Allgemeine technische Angaben, Prüfbedingungen und Eigenschaften nach DIN 44050 und DIN 44052.

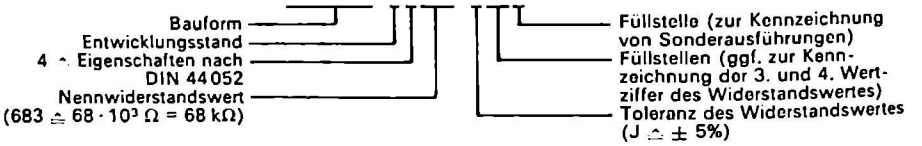


1) Größtmaß

Bezeichnungsbeispiel, unverschlüsselt: B 51371 A 4; 68 kΩ ± 5%

Bezeichnungsbeispiel =

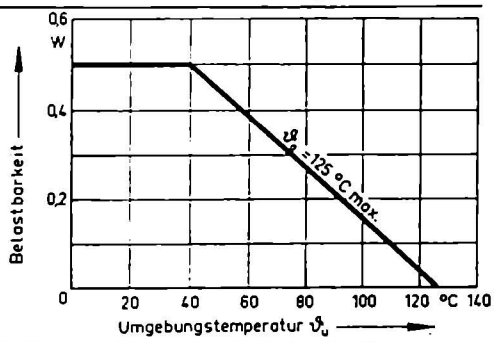
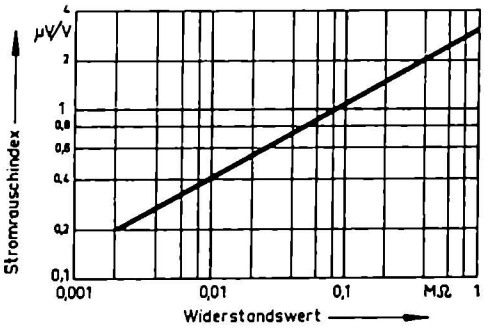
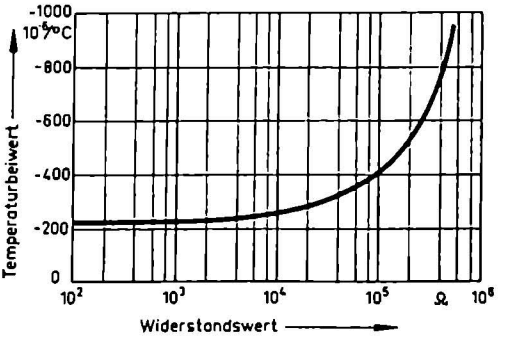
Sachnummer: B 51371-A4683-J000



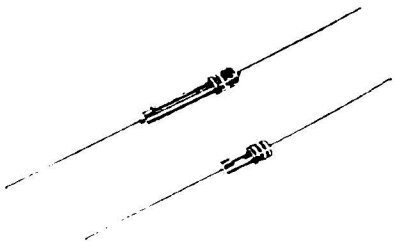
Zu bevorzugende Nennwiderstandswerte: Werte der Reihe E 24

Baugröße nach DIN 44052		0207
Fertigungsbereich[1])	± 5% ≙ J ± 2% ≙ G ± 1% ≙ F	10 Ω···510 kΩ 10 Ω···240 kΩ 10 Ω··· 51 kΩ
HF-Ausführung ungewendelt (Kennziffer 1 an Stelle 15 der Sachnummer)	± 5% ≙ J	10 Ω···360 Ω
Wärmewiderstand nach DIN 44050		170 °C/W
max. Betriebsdauerspannung		200 V–/200 V_{eff}
Durchschlagsfestigkeit der Isolation		450 V–
Gewicht		≈ 0,2 p

1) Widerstände nach DIN 44053 und LL-Qualität in Vorbereitung

Anwendungsklasse nach DIN 40040, Entwurf 3. 69	**FKF** $F \triangleq$ untere Grenztemperatur −55 °C $K \triangleq$ obere Grenztemperatur +125 °C $F \triangleq$ mittlere rel. Feuchte ≦ 75%; 60 Tage im Jahr 85%; für weitere 30 Tage 95%
Lötfestigkeit $\left\lvert \frac{\Delta R}{R} \right\rvert \leqq (0{,}5\% + 0{,}1\ \Omega)$	**Kolbenlötung** Kolbentemperatur ≦ 280 °C Lötzeit ≦ 4 s Abstand vom Keramikkörper ≧ 6 mm **Schwallötung** Lötbadtemperatur ≦ 240 °C Lötzeit ≦ 3 s Abstand vom Keramikkörper ≧ 3 mm
Belastbarkeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_U: bei Oberflächentemperatur ϑ_O	
Stromrauschen Richtwerte, Prüfmethode nach DIN 44049	
Temperaturbeiwert α_R des Widerstandswertes	

Edelmetallschicht im Glasrohr, isoliert, für erhöhte Anforderungen

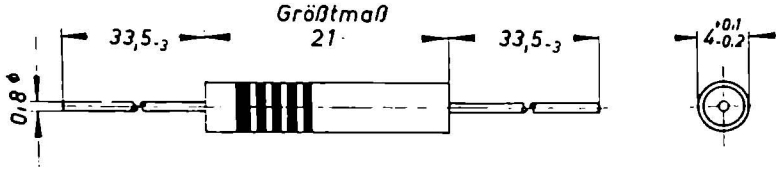


Widerstand, bestehend aus einem Spezialglas-Rohrkörper, auf dessen Innenwand die Widerstandsschicht aufgebracht ist; sie besteht aus Edelmetall. Anschlußelemente kontaktsicher und mechanisch stabil befestigt (Zugfestigkeit in axialer Richtung > 3 kp). Zum mechanischen Schutz der Widerstandsschicht sind die Stirnseiten verschlossen.

Spezielle Eigenschaften dieser Widerstandsart: hohe Belastbarkeit, gute Isolation, hohe Feuchtebeständigkeit, Unempfindlichkeit gegenüber organischen Lösungsmitteln, gutes HF-Verhalten, geringe Wärmeträgheit.

Kennzeichnung des Widerstandswertes und der Toleranz durch Beringen nach internationalem Farbcode (siehe Seite 503) oder bei Liefermengen < 100 Stück durch Beschriftung.

Anwendungsklasse: EHD; −65 ··· +155 °C, Feuchteklasse D, nach DIN 40040.



Bezeichnungsbeispiel, unverschlüsselt: B 54402 A Klasse 0,5; 180 Ω ± 1%;
HF-Ausführung, ungewendelt

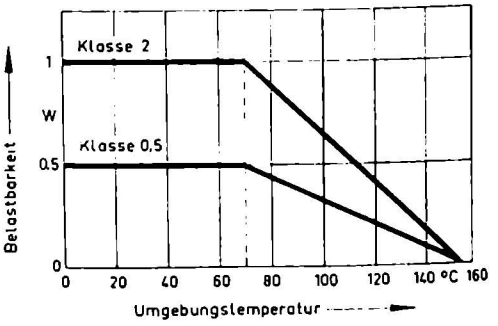
Bezeichnungsbeispiel =

Sachnummer: B 54402-A9181-F001

- Bauform
- Entwicklungsstand
- Güteklasse
- Nennwiderstandswert (181 ^ 18 · 10¹ Ω = 180 Ω)
- Sonderausführung (1 · HF-Ausführung ungewendelt)
- Füllstellen (ggf zur Kennzeichnung der 3. und 4. Wertziffer des Nennwiderstandswertes)
- Toleranz des Widerstandswertes (F ^ ± 1%)

Zu bevorzugende Nennwiderstandswerte: Werte der Reihe E 24

Belastbarkeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



Güteklasse (ähnlich DIN 41400)		2 (Kennziffer 2 an Stelle 8 der Sachnummer)	0,5 (Kennziffer 9 an Stelle 8 der Sachnummer)
Eigenschaften ähnlich MIL		MIL-R-11 D	MIL-R-10509D/B
Belastbarkeit (bis +70 °C)		1 W	0,5 W
Normalausführung Stelle 15 der Sachnummer = 0	± 5% ≙ J ± 2% ≙ G ± 1% ≙ F ± 0,5% ≙ D	2 Ω···360 kΩ [1]) 10 Ω···360 kΩ [1]) — —	— — 10 Ω···360 kΩ [1]) 10 Ω···200 kΩ
Sonderausführung (HF-Ausführung, ungewendelt) [2]) Stelle 15 der Sachnummer = 1	± 5% ≙ J ± 2% ≙ G ± 1% ≙ F ± 0,5% ≙ D	2 Ω···200 Ω 2 Ω···200 Ω — —	— — 3,3 Ω···200 Ω 3,3 Ω···200 Ω
Betriebsdauerspannung		≦ 750 V≃	≦ 500 V≃
Prüfspannung		≦ 2000 V~	≦ 1500 V~
Temperaturbeiwert α_R des Widerstandswertes [3]) [4])		bis 20 kΩ: +(315 ± 15) · 10^{-6}/°C bis 360 kΩ: +(255 ± 45) · 10^{-6}/°C	
Eigengeräusch		≦ 0,1 µV/V [5])	
Feuchtebeständigkeit (MIL-R-10509D)		max. Änderung des Widerstandswertes ± 1,5%	
Überlastbarkeit (bei 2,5 · U_N, 5 Sekunden)		max. Änderung des Widerstandswertes ± 0,5%	
Isolation (V-Block-Prüfung)		> 1000 V	

Lötfestigkeit:

Kolbenlötung: max. 300 °C für max. 4 s Dauer bei 6 mm freiem Abstand. Bei Montagen zwischen Stützpunkten (z. B. Lötösen) sind während und unmittelbar nach der Lötung mechanische Kräfte zwischen Widerstands-Körper und Draht zu vermeiden.

Schwallötung: max. 240 °C für max. 3 s Dauer bei 3 mm freiem Abstand. Bei liegender bzw. stehender Montage in geätzten Leiterplatten sind die Anschlußdrähte so vorzubiegen, daß vor und während des Lötvorganges keine mechanischen Verspannungen (Drahtzug) auftreten.

Gewicht	≈ 0,7 p

[1]) Wertebereich bis 510 kΩ für Neuanwendung gesperrt. Lieferung nur noch auf Anfrage.

[2]) Kennzeichnung durch weißen Längsstrich.

[3]) Der Temperaturbeiwert ist bei diesen Bauformen wertabhängig.

[4]) Für spezielle Anwendungen (Temperaturkompensation) ist die Fertigung von Sonderausführungen mit einem Temperaturbeiwert +1800, +2000 und +2200 · 10^{-6}/°C mit Nennwiderstandswerten von 180 mΩ···2 Ω (Reihe E12) möglich. Bei Bedarf bitten wir um Anfrage. (Ein spezielles Bauformblatt mit weiteren Angaben ist in Vorbereitung.)

[5]) Bei Werten > 150 kΩ: Eigengeräusch ≦ 0,3 µV/V.

Heißleiter

14. Heißleiter

14.1. Typenübersicht

Typ	Kaltwiderstand T_U = 20°C R_{20} (kΩ)	Kaltwiderstand T_U = 25°C R_{25} (kΩ)	B-Wert[2]) B	Wärme-Leitwert G_{thU}	Therm. Abkühl-zeitkonst. τ_{th} (s)
A 34–2/30	5	4,1	3440	0,4	1,2
A 34–4/20	15	12	3440	0,4	1,2
A 34–5/15	40	33	3450	0,4	1,2
A 34–6/40	6	5	2920	1,5	7,0
A 34–7/10	100	80	3950	0,4	1,2
A 34–10/25	40	33	3440	1,2	6,0
A 34–14/30	40	33	3440	2,3	14
A 34–25/18	200	160	3900	2,5	12
A 37–9/85	10	8,2	3440	4	60
A 37–22/38	100	79	3950	4	60
F 74–35/15 x	5	4,1	3440	0,8	15
F 74–51/25 x	100	80	3950	0,8	15
F 75–34/14	4	3,3	3440	0,45	3,0
F 75–41/21	10	8,2	3440	0,4	3,0
F 75–46/23	60	48	3950	0,4	3,0
F 75–54/32	400	310	4300	0,4	3,0
K 11	0,01 bis 500	0,0086 bis 390	2580 bis 4550	8	30
K 13	0,05 bis 50	0,0042 bis 39	3000 bis 4600	60[1])	50[2])
K 15	0,004 bis 5	0,0035 bis 3,9	2580 bis 4250	8	30
K 17	2,5 bis 100	2,0 bis 80	3420 bis 3950	0,8	3
K 19	12	10	3440	0,14	0,4
K 22	1 bis 250	0,82 bis 195	3530 bis 4560	1	30
K 29	12	10	3430	0,4	5
K 220/S1/2,5 kΩ	2,5	—	3530	—	—
K 222/S1/2,5 kΩ	2,5	2,1	3530	2	20
K 228	4,7 bis 100	Tol. 25%	3560 bis 4300	Vom Einbau abhängig	
K 243	R_{-30} = 9,4	—	—	20[1])	45[3])
K 252	0,5 bis 40	0,41 bis 31	3400 bis 4250	30[1])	20[3])
K 274	R_{60} = 1,25	—	3930	50[4])	—
K 283	R_{60} = 1,25	—	3950	40[1])	4[2])
K 292	100	80	3950	0,4	5
M 81	10	8	3430	0,7	5
M 812	100	ca. 80	3950	0,7	5
M 820/S1/80 Ω	—	0,08	3530	—	—
M 831	2 bis 10	—	3530 bis 4560	11	22[3])
M 832	1,8 bis 22	—	4200 bis 4560	11	22[3])
R 51–4/1/20	10	8,25	3350	0,2	0,6
R 51–8/0,5/10	40	33	3350	0,2	0,6

[1]) für Chassismontage G_{thO} [2]) ermittelt durch Messung bei 20 °C und 100 °C [3]) τ_{thO} [4]) G_{thFl}

14.2 Allgemeine technische Angaben

Heißleiter (Thernewid[1]) = thermisch negativer Widerstand) sind elektrische Widerstände mit hohen, negativen Temperaturbeiwerten. Während der Widerstand reiner Metalle mit steigender Temperatur um etwa 0,4% je °C zunimmt, nimmt der des Heißleiters stark ab (der Heißleiter leitet in heißem Zustand besser). Der (negative) Temperaturbeiwert der verschiedenen Heißleiter-Typen beträgt bei Zimmertemperatur 3 bis 5,5% je °C. Er ist damit fünf- bis vierzehnmal so groß wie der (positive) von Kupfer und von den meisten anderen Metallen. Infolge dieser Eigenschaft finden Heißleiter zahlreiche technische Anwendungen.
Für die verschiedenen Anwendungen sind besondere Bauformen von Heißleitern entwickelt worden, deren Gewicht je nach Typ zwischen Bruchteilen eines Milligramms bis zu einigen Gramm beträgt.
Die Heißleiter bestehen aus homogenen Oxydkörpern, die bei hohen Temperaturen gesintert werden. Bei dem Sinterprozeß tritt, wie bei anderen keramischen Körpern, ein mechanischer Schwund auf; dadurch streuen die Abmessungen stärker als bei Metallteilen, die durch Drehen oder Stanzen hergestellt werden.

Temperaturabhängigkeit des Widerstandes

Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes der Heißleiter kann beschrieben werden durch die Gleichung:

(1) $R_T = R_\infty \cdot \exp\,(B/T)$ Temperatur in K

Da der Wert R_∞ der Messung nicht zugänglich ist, formt man die Gleichung zweckmäßigerweise um in

(2) $R_T = R_{T_0} \cdot \exp\left[B\left(\frac{1}{T} - \frac{T_0}{1}\right)\right]$ dabei ist Temperatur in K

(3) $R_T = R_{T_0} \cdot \exp\left(\alpha_{T_0} \cdot \Delta T \cdot \frac{T_0}{T}\right)$ Temperatur in K

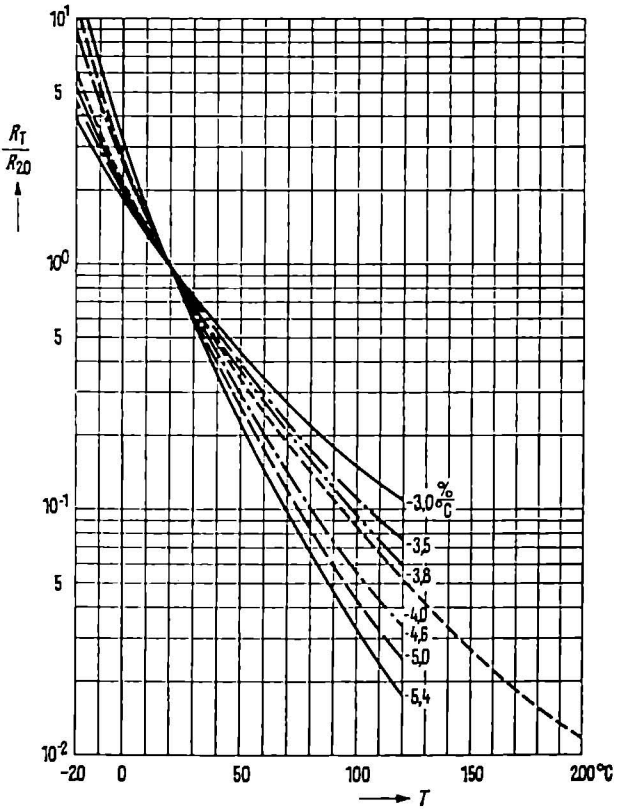
(4) $\alpha_T = \frac{-B}{T^2}$

dabei bedeuten:

R_T = Heißleiterwiderstand bei der Temperatur T
R_∞ = Heißleiterwiderstand bei unendlich hoher Temperatur
R_{T_0} = Heißleiterwiderstand bei bestimmter Bezugstemperatur
B = Materialkonstante zur Bestimmung der Temperaturabhängigkeit von Heißleitern
α_T = Temperaturkoeffizient des Heißleiters

[1]) Eingetragenes Warenzeichen.

Widerstandsverhältnis R_T/R_{20}
als Funktion der Temperatur
mit Temperaturbeiwert (TK) als Parameter



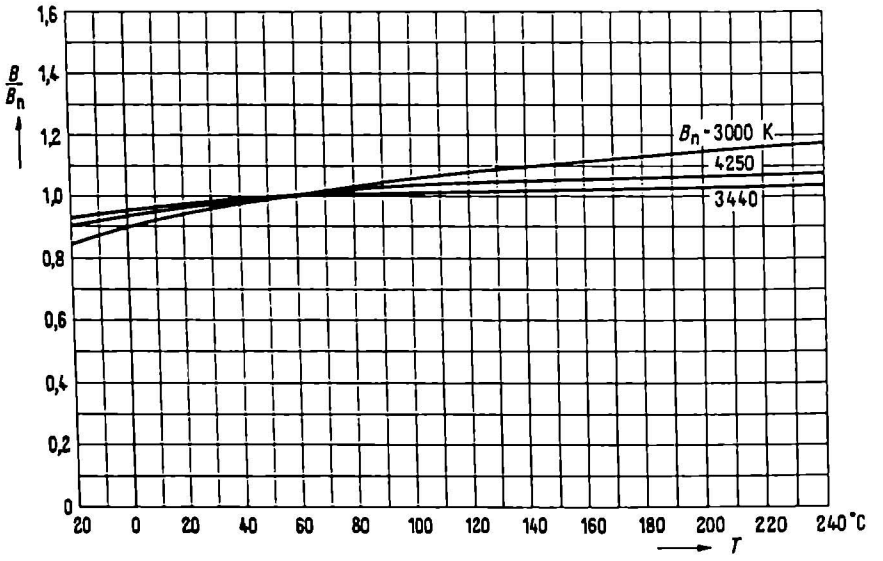
R_T Widerstand des Heißleiters bei Betriebstemperatur

Widerstandsverhältnis R_T/R_{20}

Aus dem oben angegebenen Diagramm können die Widerstandswerte der Kompensations- und Meßheißleiter (K-Typen) im Temperaturbereich von −20 bis +120 bzw. bis +200 °C entnommen werden. Als Parameter dient der Temperaturbeiwert (TK) bei 20 °C. Im Diagramm ist der Nennwiderstand auf 20 °C normiert.

Temperaturabhängigkeit des B-Wertes

Die Gleichungen 1 bis 4 beschreiben die Temperaturabhängigkeit des Heißleiterwiderstandswertes in guter Näherung.
Bei genaueren Messungen über größere Temperaturbereiche ergeben sich kleine Abweichungen. Diese kann man z. B. dadurch erfassen, daß man B als Funktion der Temperatur darstellt. Das folgende Bild gibt einen Überblick über die Größenordnung dieses Temperaturganges für verschiedene Heißleiter, charakterisiert durch ihre B-Werte (ermittelt durch Messung bei 20 °C und 100 °C).
Die in diesem Buch angegebenen B-Werte werden durch Messung der Widerstandswerte bei den Temperaturen +20 °C und +100 °C ermittelt.



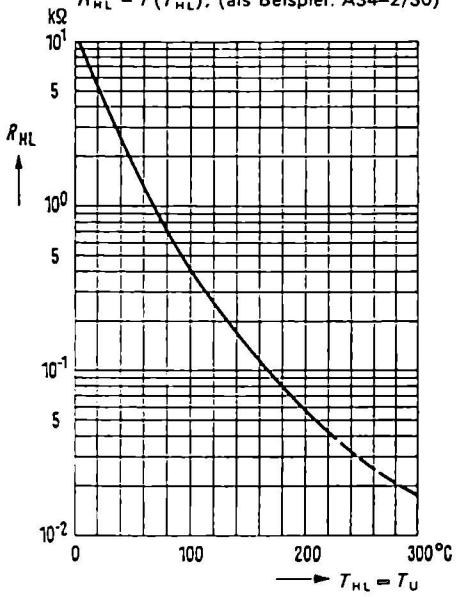
Verhalten bei elektrischer Belastung

Verhalten des Heißleiters bei Erwärmung durch die Umgebungstemperatur

Soll bei der Anwendung des Heißleiters die Umgebungstemperatur bestimmend für den Widerstandswert sein, z.B. bei Kompensation des Temperaturganges anderer Bauelemente oder bei Temperaturmessung und -regelung, so ist darauf zu achten, daß keine wesentliche Eigenerwärmung auftritt. Läßt man eine Übertemperatur ΔT durch Eigenerwärmung des Heißleiters zu, so ist:

$$I_{Meß} = \sqrt{\frac{G_{th} \cdot \Delta T}{R_{HL}}}; \qquad U_{Meß} = \sqrt{G_{th} \cdot R_{HL} \cdot \Delta T}$$

Heißleiterwiderstand als Funktion der Temperatur ohne Eigenerwärmung
$R_{HL} = f(T_{HL})$; (als Beispiel: A34–2/30)

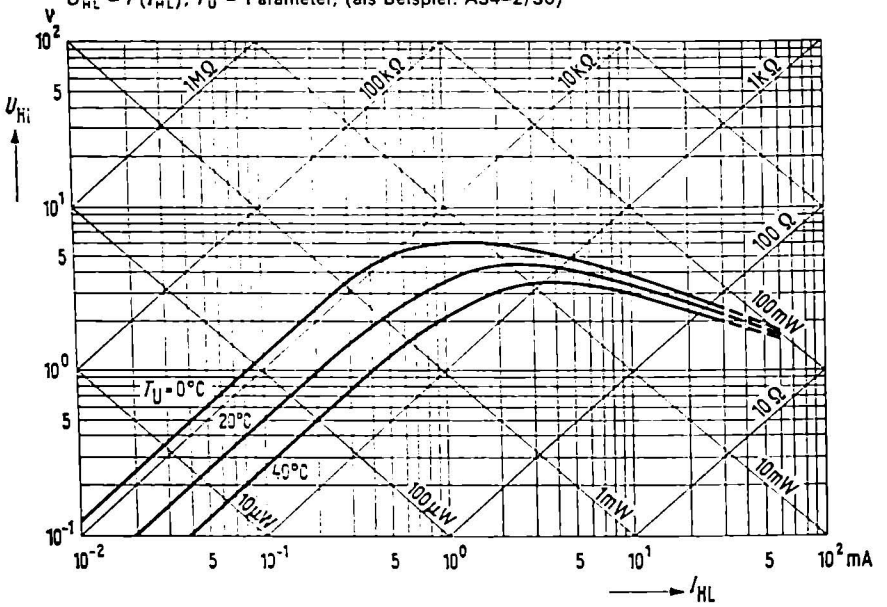


Solange ein Heißleiter elektrisch (im Vergleich zu seinen Grenzdaten) schwach belastet wird, ist seine Temperatur etwa gleich der Umgebungstemperatur. Man kann also bei Kenntnis dieser Temperatur anhand der Kurve $R_{HL} = f(T_{HL})$ den Widerstand bestimmen.

Verhalten des Heißleiters bei Erwärmung durch zugeführte elektrische Leistung

Erhöht man plötzlich die elektrische Leistung durch Erhöhung des Heißleiterstromes, so steigt die Spannung momentan proportional zum Strom an und der Heißleiter erwärmt sich allmählich. Damit sinkt sein Widerstand und die an ihm liegende Spannung ab, bis die zugeführte elektrische Leistung nach einiger Zeit gleich der an die Umgebung abgegebenen Wärmeleistung ist („stationärer Zustand").

Stationäre Strom-Spannungskennlinie bei elektrischer Belastung
$U_{HL} = f(I_{HL})$; T_U = Parameter, (als Beispiel: A34-2/30)



Trägt man die bei konstanter Umgebungstemperatur gewonnenen stationären Endwerte der Spannung als Funktion des Stromes auf, so erhält man die stationäre Stromspannungskennlinie (siehe Bild oben). Diese hat verschiedene Bereiche. Den geradlinigen Anstiegsteil (hier ist die zugeführte Leistung so klein, daß keine merkliche Eigenerwärmung erfolgen kann, damit ist der Heißleiter-Widerstand nur von der Umgebungstemperatur bestimmt), den verzögerten Anstieg bis zum Spannungsminimum U_1 (an dieser Stelle ist die relative Widerstandsabnahme gleich der relativen Stromzunahme) und den fallenden Teil. Am Ende der Kennlinie wird der Widerstandswert des Heißleiters überwiegend vom Strom und nur zum kleinen Teil von der Umgebungstemperatur bestimmt.
Maßgebend für die Lage des Maximums der Stromspannungskennlinie ist neben dem Kaltwiderstand und der Umgebungstemperatur auch die Größe der Oberfläche des Heißleiters. Ein Heißleiter mit großer Oberfläche und damit großem Wärmeleitwert führt mehr Leistung bei gleicher Übertemperatur an die Umgebung ab als ein kleiner. Strom und Spannung beim Maximum verschieben sich zu größeren Werten hin.
Die Stromspannungskennlinien gelten für Betrieb in ruhender, umgebender Luft. In strömender Luft oder auch in einer Flüssigkeit erhöht sich der Wärmeleitwert wesentlich und damit wird auch die Kennlinie zu größeren Strömen und Spannungen verschoben. Das Umgekehrte gilt im Vakuum.

Zeitkonstante (τ_{th})

Heizt man einen Heißleiter durch elektrische Belastung auf eine Übertemperatur auf und verringert plötzlich die Belastung auf einen kleinen Bruchteil, so nimmt die Übertemperatur nach einer Exponentialfunktion ab. Nach der Zeit $t = \tau_{th}$ beträgt die Übertemperatur nur noch 1/e vom Anfangswert.
Die Werte für die Zeitkonstante τ_{th} gelten für Betrieb in ruhender, umgebender Luft. In einer Umgebung mit großer Wärmeleitfähigkeit (strömende Luft, Flüssigkeit) nimmt die Zeitkonstante um den gleichen Faktor ab, wie der Wärmeleitwert zunimmt. Im Vakuum ist die Zeitkonstante größer als in Luft.
Eine Aufheizzeitkonstante läßt sich nicht allgemein angeben, da die Aufheizgeschwindigkeit stark von Spannung und Vorwiderstand des Stromkreises abhängt. Für die Verzögerungsheißleiter wird eine Aufheizzeit für den Betrieb in einer bestimmten Prüfschaltung angegeben. Richtwerte der Verzögerungszeiten für verschiedene Betriebsspannungen können nachfolgenden Tabellen und Kurven entnommen werden. Die Verzögerungszeiten steigen proportional mit dem Wärmeinhalt (bzw. der Wärmekapazität) des Heißleiters an. Dieser ist abhängig vom Gewicht des Heißleiters.

Programm der Heißleiter-Typen

Die verschiedenen Heißleiter-Typen sind in bestimmte Gruppen, je nach ihrem Hauptanwendungszweck unterteilt und werden auch danach benannt. Es kann aber auch ein Heißleiter für eine andere Anwendung als die besonders vorgeschlagene, eingesetzt werden. So ist es durchaus möglich, z. B. einen Anlaß-Heißleiter zur Temperaturmessung zu verwenden, jedoch muß dann voraussichtlich mit größeren Toleranzen der einzelnen elektrischen und thermischen Kennwerte gerechnet werden. Im Interesse einer möglichst wirtschaftlichen Fertigung können nicht sämtliche elektrischen und thermischen Daten aller Heißleiter gemessen werden, deshalb werden in den einzelnen Gruppen nur die für diese Anwendungsgruppe charakteristischen Daten geprüft.
Allgemein kennzeichnet der erste Buchstabe der Typenbezeichnung das Hauptanwendungsgebiet und die folgenden Nummern die Bauform. Nach einem Bindestrich folgen (teils verschlüsselt) die für die Anwendungsgruppe charakteristischen elektrischen Daten.

z. B. K 11 c 10 k 3,8 = Kompensations- und Meßheißleiter
A 34–2/30 = Anlaßheißleiter

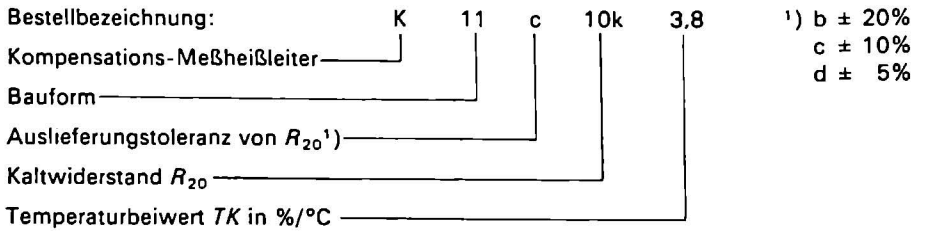
Kompensations- und Meßheißleiter

Kompensations- und Meßheißleiter sollen elektrisch so schwach belastet werden, daß keine wesentliche eigene Erwärmung eintritt. Damit wird ihr Widerstand nur von der Umgebungstemperatur bestimmt. Sie dienen zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit von Widerständen mit positiven, wie auch mit negativen Temperaturkoeffizienten und zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen. Ein weiteres wesentliches Anwendungsgebiet dieser Gruppe ist die Temperaturmessung und -regelung.

Zur Temperaturkompensation von Widerständen mit positivem *TK* werden die Kompensationsheißleiter in Reihe zu dem Widerstand (z. B. Spulen von Meßinstrumenten und Relais) geschaltet. Für kleine Temperaturbereiche (bis etwa 25 °C) genügt der Heißleiter allein, sein Widerstand soll dann etwa 100% von dem der Spule betragen. Für größere Temperaturbereiche empfiehlt es sich, zu dem Heißleiter einen temperaturunabhängigen Widerstand parallel zu schalten. Der Widerstand R_{20} des Heißleiters soll bei der Temperaturkompensation von Kupferwicklungen und einer mittleren Arbeitstemperatur von 20 bis 30 °C etwa 40 bis 75% vom mittleren Spulenwiderstand betragen.

Zur Temperaturkompensation von Halbleiterbauteilen mit negativem *TK* (Richtleiter, Meßgleichrichter, Varistoren) wird der Heißleiter meist in einer Widerstandsbrücke, gelegentlich auch in einer Potentiometerschaltung (z. B. bei Transistoren) eingesetzt. Für allgemeine Temperatur-Meß- und -Regelzwecke bei Betrieb in freier Luft bzw. in einer Flüssigkeit sind die Typen K 22 und K 274 entwickelt worden, während die Typen K 283, K 252 besonders zur Temperaturmessung und -regelung bei Chassismontage geeignet sind. Bei der Temperaturmessung wirkt sich die Kleinheit des Heißleiterkörpers und der gegenüber einem Platin-Widerstandsthermometer etwa zehnmal so große *TK* besonders gunstig aus. Der ebenfalls größere Widerstand der Heißleiter macht besondere Schaltungen zum Eineichen des Widerstandswertes selbst bei langen Zuleitungsdrähten überflüssig. Der Heißleiter wird meist in einer Wheatstoneschen Brücke eingesetzt. Die vorhandenen Streuungen des Kaltwiderstandes und des *TK* können, soweit erforderlich, durch temperaturunabhängige Reihen- und Parallelwiderstände ausgeglichen werden.

Bezeichnungsschema der K-Typen

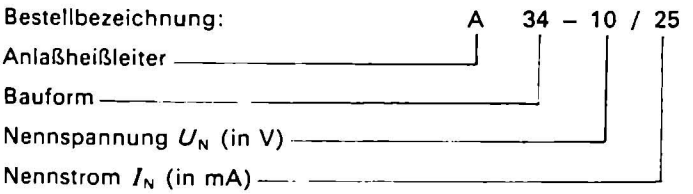


[1]) b ± 20%
c ± 10%
d ± 5%

Anlaß-Heißleiter

Anlaß-Heißleiter werden elektrisch so stark belastet, daß ihr Widerstand durch die Eigenerwärmung stark abnimmt. Die Geschwindigkeit der Widerstandsabnahme ist um so größer, je größer die elektrische Belastung und je kleiner die Masse des Heißleiters ist. Sie dienen z. B. zur Unterdrückung von Stromstößen, die beim Einschalten von Röhrenheizkreisen, Glühlampen, Kleinmotoren, Kondensatoren usw. auftreten sowie zur Erzielung eines zeitlich definierten Stromanstieges für die Anzugs- und Abfallverzögerung von Relais und dergleichen.

Bezeichnungsschema der A-Typen



Heißleiter zur Relaisverzögerung

finden in zunehmendem Maße Verwendung. Hierzu steht vor allem die Typenreihe A34 zur Verfügung. Diese Heißleiter ermöglichen Relaisanzugs- und -abfallverzögerungszeiten von 0,1 s bis zu einigen Sekunden, was mit den gebräuchlichen Maßnahmen (Kupferdämpfung, C-Glieder) nicht oder nur mit großem Aufwand erreicht werden kann.

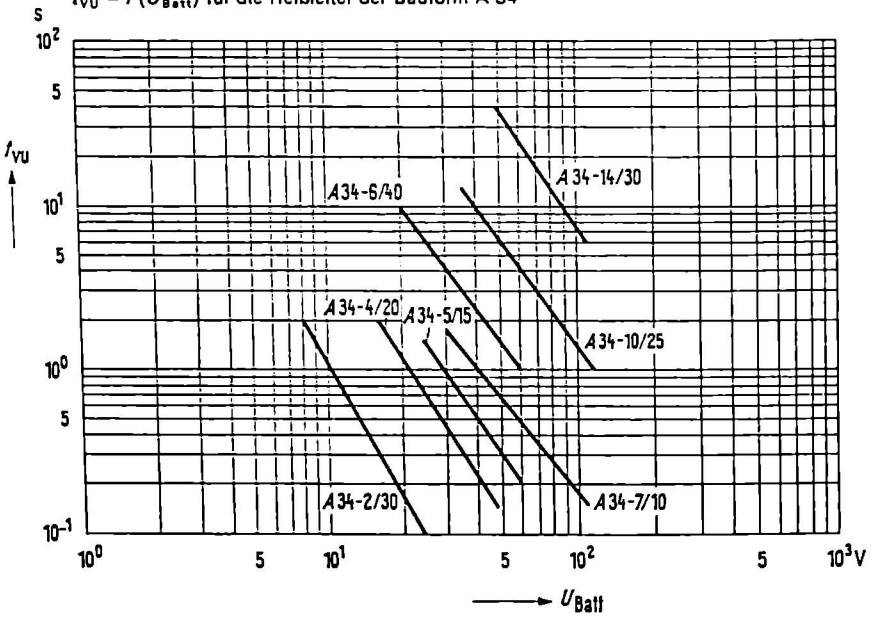
Richtwerte der Verzögerungszeiten bei verschiedenen Betriebsspannungen

T_U = 20 °C

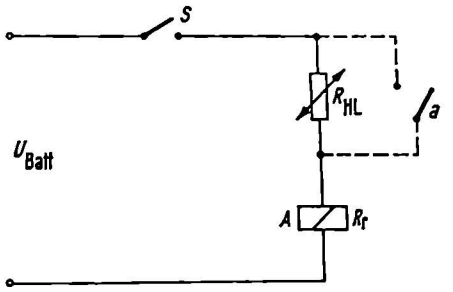
Bauform	Typ	U_B in V	8	12	16	24	36	48	60	110	220
A 34	2/30		2	0,7	0,4	0,1	—	—	—	—	—
A 34	4/20	t_v [1])	—	—	1,7	0,7	0,2	0,1	—	—	—
A 34	5/15		—	—	—	1,5	0,6	0,3	0,2	—	—
A 34	6/40	Ver-	—	—	17	7	2,5	1,5	—	—	—
A 34	7/10	zöge-	—	—	—	—	2	0,8	0,4	—	—
A 34	10/25	rungs-	—	—	—	—	10	6	3,5	1	—
A 34	14/30	zeiten	—	—	—	—		40	24	6	(1)
A 34	25/18	in s	—	—	—	—	40	24	8	20	5

[1]) t_v = Richtwert der spannungsabhängigen Schaltverzögerungszeit.

Richtwerte der Verzögerungszeit
$t_{VU} = f(U_{Batt})$ für die Heißleiter der Bauform A 34

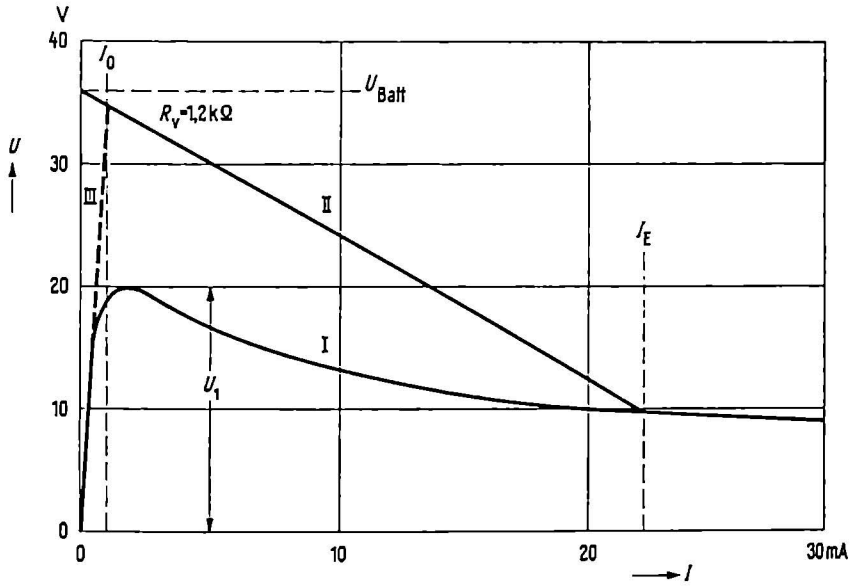


Prinzipschaltung zur Relaisanzugsverzögerung



Zur Relaisanzugsverzögerung kommt eine Reihenschaltung von Heißleiter und Relaisspule zur Anwendung, wie das Prinzipschaltbild zeigt.

Nach Betätigung des Schalters S fließt ein Strom durch die Relaisspule, der durch den hohen Kaltwiderstand des Heißleiters auf einen Bruchteil des Relaisansprechstromes begrenzt wird. Durch die Eigenerwärmung des Heißleiters nimmt sein Widerstand ab und der Strom steigt an, bis der Ansprechstrom erreicht ist.



Das obenstehende Bild dient grundsätzlich zur graphischen Ermittlung der die Verzögerungszeiten bestimmenden Größen: Betriebsspannung U_{Batt} und Relaisspulenwiderstand R_R für einen gegebenen Heißleiter.
Die bei gegebenem Heißleiter und gegebener Versorgungsspannung durch den Relaisspulenwiderstand R_R erzielbare Verzögerungszeit t_{vu} ist nur etwa um den Faktor 2 variierbar. Man kann jedoch t_{vu} durch verschiedene Spannungen sehr stark verändern:

$$t_{vu} \sim 1/U_B^2 \text{ bis } 1/U_B^3$$

Die stationäre Stromspannungskennlinie, *I*, (vgl. Bild) ist in den Datenblättern angegeben[1]). Von der Versorgungsspannung U_{Batt} aus wird die Widerstandsgerade, *II*, (Relaisspulenwiderstand $R_R = R_v = \text{tg}\alpha$) nach unten eingezeichnet. Sie schneidet die Stromspannungskennlinie des Heißleiters an einem Punkt. Der Wert des Stromes an diesem Punkt ist der Endstrom I_E im stationären Zustand. Den Anfangsstrom I_0 erhält man, indem man die an anfangs geradlinig steil ansteigende Stromspannungskennlinie vom Ursprung aus die Tangente, *III*, zieht und bis zum Schnittpunkt mit der Widerstandsgeraden *II* verlängert. Der Wert des Stromes an diesem Schnittpunkt ist der Anfangsstrom I_0.

Beim Entwurf von Verzögerungsschaltungen mit Heißleitern empfiehlt es sich, folgende Grundregeln zu beachten:

1. Die Versorgungsspannung U_{Batt} soll mindestens das 1,5fache und höchstens das 6fache des Spannungsmaximums U_1 der stationären Stromspannungskennlinie des Heißleiters sein.

[1]) Meist jedoch nicht in linearer Teilung (siehe Bild als Beispiel für A 34–10/25), sondern in doppelt logarithmischer Teilung.

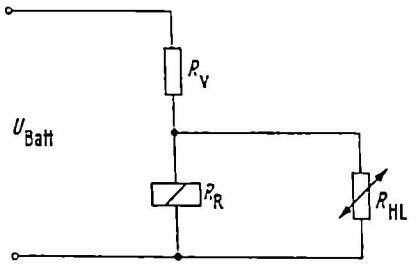
2. Die Versorgungsspannung U_{Batt} soll mindestens das 1,5fache, möglichst jedoch das 2fache der mittleren Relaisanzugsspannung betragen.

3. Der maximale Ansprechstrom des Relais, $I_{S\,max}$, muß kleiner sein als I_E, bei Nennwerten $< 0{,}8\ I_E$, damit ein sicheres Ansprechen des Relais gewährleistet ist.

4. Der stationäre Endstrom I_E darf nicht größer sein als der in den Datenblättern angegebene Dauerbetriebsstrom I_N. Wird jedoch beim Anzug des Relais der Heißleiter kurzgeschlossen (z. B. durch den Relaiskontakt a im Bild Seite 520) oder der ganze Heißleiterstromkreis abgeschaltet, dann darf sowohl der Relaisansprechstrom I_S als auch I_E größer sein als der Dauerbetriebsstrom I_N. I_S und I_E dürfen jedoch nicht größer sein als der maximal zulässige Heißleiterstrom I_{max}. Der minimal zulässige Heißleiterwiderstand R_{min} darf keinesfalls unterschritten werden.

Zur Relaisabfallverzögerung wird eine Parallelschaltung von Relaisspule und Heißleiter benützt. Das folgende Bild zeigt die Prinzipschaltung.

Prinzipschaltung zur Relaisabfallverzögerung



Nach Anlegen der Betriebsspannung U_{Batt} zieht das Relais an. Der parallel zur Relaisspule liegende Heißleiter erwärmt sich langsam, wobei sein Widerstand sinkt. Dadurch erhöht sich der Strom durch R_V und die Spannung am Relais sinkt bis zum Abfallwert. Bei der Auslegung von Schaltungen zur Relaisabfallverzögerung sollten folgende Grundregeln beachtet werden:

1. Die Spannung an der Spule soll bei kaltem Heißleiter mindestens den 15fachen Wert des Spannungsmaximums U_1 haben.

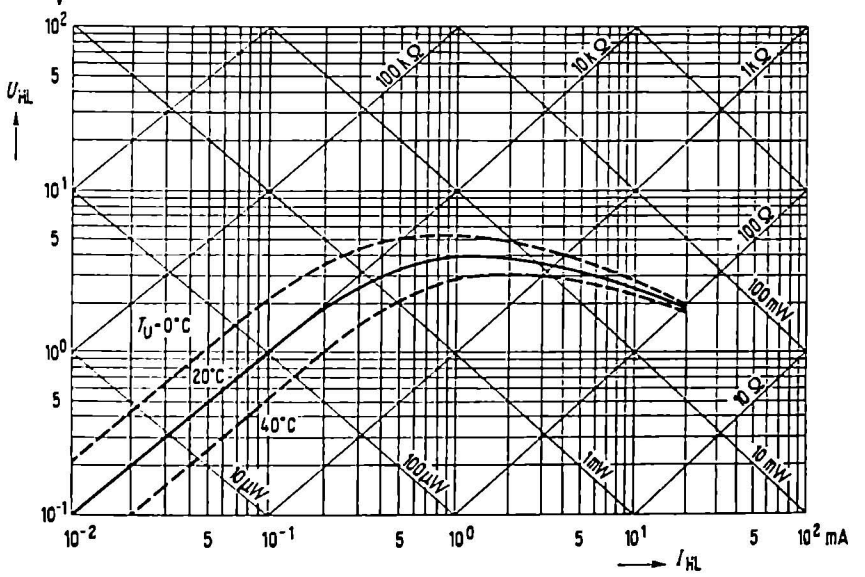
2. Die Spannung am Relais beim Abfall (Strom im Augenblick des Öffnens mal Relaiswiderstand soll nicht kleiner als das 1,5fache der Heißleiternennspannung U_N sein.

Die Schaltfolge eines mit einem Heißleiter verzögerten Relais ist von der Wiederbereitschaftszeit des Heißleiters abhängig. Der Heißleiter muß, bevor er eine erneute Verzögerung bewirken kann, abkühlen. Wenn er zwischen zwei Belastungsfällen eine Zeit $t = 3 \cdot \tau_{th}$ (3mal Abkühlzeitkonstante) unbelastet ist, beträgt die Verzögerungszeit gewöhnlich 80% bis 90% der Zeit, die er bei der ersten Verzögerung braucht. Es ist daher günstig, wenn der Heißleiter durch das ansprechende Relais kurzgeschlossen oder abgeschaltet wird, damit möglichst viel Zeit zum Abkühlen zur Verfügung steht.

Regelheißleiter

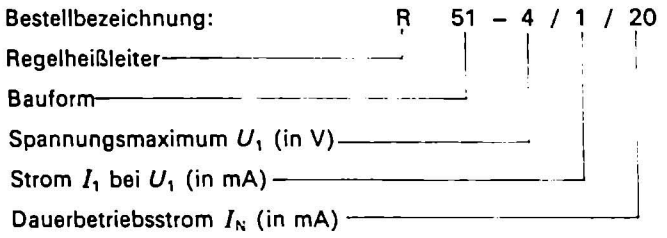
Regelheißleiter werden durch den hindurchfließenden Strom so stark über die Umgebungstemperatur erwärmt, daß sie im Bereich ihrer fallenden Stromspannungskennlinie arbeiten.

Stationäre Stromspannungskennlinie
$U_{HL} = f(I_{HL})$; T_U = Parameter), als Beispiel: R 51–4/1/20)



Sie dienen als regelbarer Dämpfungswiderstand zur Amplituden-Stabilisierung von Verstärkern. Regelheißleiter können ähnlich wie Glimmröhren zur Stabilisierung meist kleiner Spannungen verwendet werden. Dazu werden ein Lastwiderstand, der die Spannungsschwankungen aufnimmt, ein Vorwiderstand R_V und der Heißleiter in Reihe geschaltet. Hat der Vorwiderstand R_V einen Wert von etwa 1% des Heißleiter-Kaltwiderstandswertes (R_{20}), so läßt sich in einem Strombereich von etwa 1 : 10 am Heißleiter und Vorwiderstand eine auf etwa 10% konstante Summenspannung abnehmen. Z-Dioden gegenüber haben Heißleiter den Vorteil, daß sie keine Oberwellen erzeugen und damit gleichzeitig breite Frequenzbänder regeln können. Nur bei Frequenzen unter 20 Hz tritt ein mit sinkender Frequenz steigender Klirrfaktor in Erscheinung der dadurch verursacht wird, daß der Widerstandswert des Heißleiters sich während einer Halbwelle etwas ändert (thermisch bedingter Klirrfaktor).
Regelheißleiterperlen, die nicht in Glasröhrchen eingeschmolzen sind, werden auch zur Vakuummessung und zur Leistungsmessung bei hohen und höchsten Frequenzen benutzt, z. B. K 19.

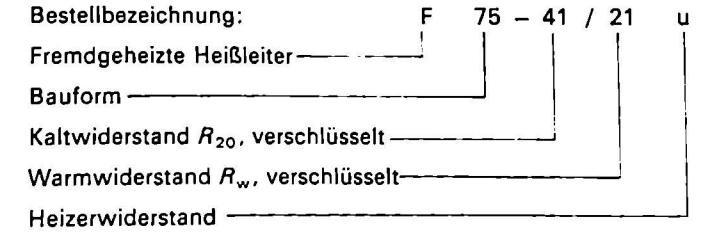
Bezeichnungsschema der R-Typen



Fremdgeheizte Heißleiter

Fremdgeheizte Heißleiter eignen sich zur Lösung von Regelaufgaben in elektronischen Geräten, besonders auch von räumlich getrennten Schaltstellen aus, zur Pegelregelung, für Wechselstrommeßzwecke und als Ersatz mechanischer Regelglieder. In Verbindung mit empfindlichen Relais können sie auch zur Erzeugung von Schaltimpulsen verwendet werden.
Damit der Heißleiter durch die Fremdheizung regelbar bleibt, muß seine Verlustleistung klein gegen die Heizerleistung sein ($P_{HL} \ll P_{Hz}$).
Mißt man den Widerstandswert des Heißleiters z. B. mit einer Brückenschaltung, während der Heizer von einem Wechselstrom beliebiger Kurvenform geheizt wird, so erhält man eine effektivwertrichtige Anzeige.

Bezeichnungsschema der F-Typen



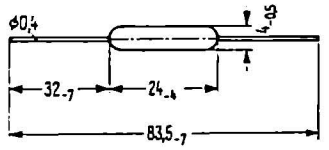
In dem Schlüssel für den Heißleiterwiderstand bezeichnet jeweils die erste Ziffer die Zehnerpotenz und die zweite den Faktor.
Beispiel: Die Angabe 41/21 bedeutet, daß der Kaltwiderstand $10^4 \times 1 = 10\ k\Omega$ und der Warmwiderstand $10^2 \times 1 = 100\ \Omega$ beträgt.

Der Zusatzbuchstabe gibt Auskunft über Wert und Toleranz des Heizerwiderstandes.

Anlaß-Heißleiter

Die Heißleiter A 34 eignen sich zur Erzielung eines zeitlich definierten Stromanstieges, vorwiegend für Anzugs- und Abfallverzögerungen von Relais.
Der Typ A 34–2/30 wird in 2 verschiedenen Ausführungen je nach der Toleranz der Verzögerungszeit τ_M geliefert[2]).
Spezielle Fertigungs- und Alterungsverfahren gewähren hohe Zuverlässigkeit. Die Typenbezeichnung ist aufgestempelt.

Typ	Bestellnummer
A 34–2/30 a	Q63034–A1–J
A 34–2/30 b	Q63034–A1–M
A 34–4/20	Q63034–A2
A 34–5/15	Q63034–A3
A 34–6/40	Q63034–A4
A 34–7/10	Q63034–A5
A 34–10/25	Q63034–A6
A 34–14/30	Q63034–A7
A 34–25/18	Q63034–A8



Gewicht etwa 0,6 g — Maße in mm

Grenzdaten		A 34 –2/30	A 34 –4/20	A 34 –5/15	A 34 –6/40	
Max. elektrtische Belastung, dauernd	P_{tot}	60	80	75	240	mW
Max. elektrische Belastung, kurzzeitig[1])	P_I	600	600	600	1200	mW
Max. Strom. kurzzeitig[1])	I_i	60	30	25	60	mA
Min. zulässiger Warmwiderstand	R_{min}	40	150	300	120	Ω
Lagertemperatur	T_S		–55 bis +125			°C

Grenzdaten		A 34 –7/10	A 34 –10/25	A 34 –14/30	A 34 –25/18	
Max. elektrische Belastung dauernd	P_{tot}	70	250	420	450	mW
Max. elektrische Belastung, kurzzeitig[1])	P_I	600	1200	2000	2000	mW
Max. Strom, kurzzeitig[1])	I_i	20	40	60	25	mA
Min. zulässiger Warmwiderstand	R_{min}	500	350	350	1000	Ω
Lagertemperatur	T_S		–55 bis +125			°C

[1]) Nur zulässig, solange der Widerstandswert des Heißleiteres größer ist als R_{min}
[2]) A 34–2/30a Toleranz der Verzögerungszeit –40 bis +20%
A 34–2/30b Toleranz der Verzögerungszeit –20 bis +40%

A 34–2/30, –4/20, –5/15, –6/40, –7/10, –10/25, –14/30, –25/18

Kenndaten (T_U = 20 °C)		A 34 –2/30	A 34 –4/20	A 34 –5/15	A 34 –6/40	
Nennspannung	U_N	2	4	5	6	V
Nennstrom	I_N	30	20	15	40	mA
Spannungsmaximum	U_1	4	8	13	9	V
Kaltwiderstand	R_{20}	5	15	40	6	kΩ
Toleranz des Kaltwiderstandes	R_{20}-Tol.	± 30	± 30	± 30	± 20	%
Verzögerungszeit[1])	τ_M	0,7	0,7	0,6	7	s
Toleranz der Verzögerungszeit		[2])	± 30	± 30	± 25	%
Betriebsspannung für τ_M[1])	U_B	12	24	36	124	V
Vorwiderstand für τ_M[1])	R_V	0,2	0,6	1,2	0,4	kΩ
Schaltstrom	I_S	30	20	15	30	mA
B-Wert[2])	B	3440	3440	3450	2920	JK/J
Wärmeleitwert	G_{thU}	0,4	0,4	0,4	1,5	mW/K
Abkühlzeitkonstante	τ_{th}	1,2	1 ,2	1,2	7,0	s
Wärmeinhalt	C_{th}	0,5	0,5	0,5	10	mWs/K

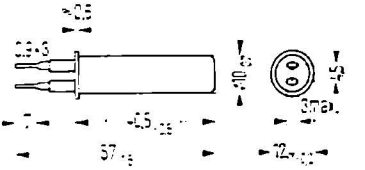
Kenndaten (T_U = 20 °C)		A 34 –7/10	A 34 –10/25	A 34 –14/30	A 34 –25/18	
Nennspannung	U_N	7	10	14	25	V
Nennstrom	I_N	10	25	30	18	mA
Spannungsmaximum	U_1	18	21	28	60	V
Kaltwiderstand	R_{20}	100	40	40	200	kΩ
Toleranz des Kaltwiderstandes	R_{20}-Tol.	± 30	± 20	± 20	± 20	%
Verzögerungszeit[1])	τ_M	0,5	3,5	24	5	s
Toleranz der Verzögerungszeit		± 30	± 25	± 25	± 25	%
Betriebsspannung für τ_M[1])	U_B	60	60	60	220	V
Vorwiderstand für τ_M[1])	R_V	3	1,5	1,5	10	kΩ
Schaltstrom	I_S	10	20	20	11	mA
B-Wert[2])	B	3950	3440	3440	3900	JK/J
Wärmeleitwert	G_{thU}	0,4	1,2	2,3	2,5	mW/K
Abkühlzeitkonstante	τ_{th}	1,2	6,0	14	12	s
Wärmeinhalt	C_{th}	0,5	7,0	32	30	mWs/K

[1]) Der Heißleiter wird in Reihe mit einem Vorwiderstand R_V an die Spannung U_B gelegt. Nach der Zeit τ_M hat dann der Strom durch Erwarmung des Heißleiters den Wert I_S erreicht
[2]) Ermittelt durch Messung bei 20 °C und 100 °C

Meßheißleiter

Der K 274 ist für die Temperaturüberwachung und -regelung von Flüssigkeiten, besonders für die Laugentemperatur von Waschmaschinen bestimmt. Er besteht aus einer Heißleitertablette, die in ein Fühlergehäuse mit Befestigungsflansch eingebaut ist. Der Temperaturfühler trägt 2 Flachstecker 2,8×0,8 mm, die für den Anschluß mit AMP-Faston-Steckhülsen vorgesehen sind.
Um eine hohe Temperaturgenauigkeit zu erreichen, wird der Kennwiderstand bei 60 °C gemessen und nach 10 Toleranzgruppen aufgeteilt. Die Toleranzgruppen werden durch Farbpunkte zwischen den AMP-Flachsteckern gekennzeichnet.

Typ	Bestellnummer
K 274	Q63027–K125–M



Gewicht etwa 10 g — Maße in mm

Grenzdaten		K 274	
Maximale Betriebstemperatur	T	100	°C
Maximale Betriebsspannung (HL-Gehäuse)	U_{HL-G}	250	V_{eff}
Maximale elektr. Belastung (T_U = 20 °C in Flüssigkeiten)	P_{tot}	500	mW
Prüfspannung (HL-Gehäuse)	U_{pruf}	2500	V_{eff}
Prüfdauer	t	1	s
Kenndaten			
B-Wert[1])	B	3930	JK/J
Toleranz des B-Wertes	B-Tol.	± 3	%
Wärmeleitwert	G_{thFL}	etwa 50	mW/K
Kennwiderstand (T_{HL} = 60 °C)	R_{60}	1,25	kΩ

Toleranzgruppen von R_{60}

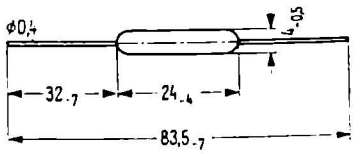
Gruppe	Toleranz	Kennfarbe
1	−20,5 bis −15,5%	braun
2	−16,5 bis −11,5%	rot
3	−12,5 bis − 7,5%	orange
4	− 8,5 bis − 3,5%	gelb
5	− 4,5 bis + 0,5%	grün
6	− 0,5 bis + 4,5%	blau
7	+ 3,5 bis + 8,5%	violett
8	+ 7,5 bis +12,5%	grau
9	+11,5 bis +16,5%	weiß
10	+15,5 bis +20,5%	schwarz

[1]) Ermittelt durch Messung bei 20 °C und 100 °C

Regelheißleiter

Die Regelheißleiter R 51–4/1/20 und R 51–8/0,5/10 dienen zur Stabilisierung kleiner Spannungen im Hochfrequenzbereich sowie zur Amplitudenstabilisierung von Verstärkern. Spezielle Fertigungs- und Alterungsverfahren gewährleisten hohe Zuverlässigkeit. Die Typenbezeichnung ist auf dem Glasgehäuse aufgestempelt.

Typ	Bestellnummer
R 51–4/1/20b	Q63051–R5
R 51–4/1/20c	Q63051–R5
R 51–4/1/20d	Q63051–R7
R 51–8/0,5/10b	Q63051–R1
R 51–8/0,5/10c	Q63051–R2
R 51–8/0,5/10d	Q63051–R3



Gewicht etwa 0,6 g

Maße in mm

Grenzdaten		R 51 –4/1/20	R 51 –8/0,5/10	
Maximaler Dauerbetriebsstrom	I_N	20	10	mA
Maximale elektr. Belastung	P_{tot}	40	40	mW
Kurzzeitige Belastung, jedoch nur solange $I \leqq 20$ mA und $R \geqq 90\ \Omega$	P_i	$\leqq 200$	$\leqq 200$ [3])	mW
Vorschaltwiderstand zur Erzielung einer horizontalen Strom-Spannungskennlinie	R	etwa 110	etwa 500	Ω
Min. zulässiger Warmwiderstand	R_{min}	90	350	Ω
Kenndaten (T_U = 20 °C)				
Spannungsmaximum	U_1	4	8	V
Strom bei Spannungsmaximum	I_1	1	0,5	mA
Nennstrom	I_N	20	10	mA
Kaltwiderstand	R_{20}	10	40	kΩ
Kaltwiderstand (T_U = 25 °C)	R_{25}	8,25	33	kΩ
Warmwiderstand	R_W	90	360	Ω
B-Wert [2])	B	3350	3350	JK/J
Wärmeleitwert	$G_{th\,U}$	0,2	0,2	mW/K
Thermische Abkühlzeitkonstante	τ_{th}	0,6	0,6	s
Temperaturkoeffizient	TK	−3,9	−3,9	%/°C
Parallelkapazität	C_p	etwa 1,5	etwa 1,5	pF
Klirrfaktor bei 30 Hz [1])	k	8	8	‰
Klirrfaktor bei 3 kHz	k	1	1	‰

[1]) Der relativ hohe Wert des Klirrfaktors bei der Frequenz von 30 Hz ist durch die kleine thermische Trägheit der Heißleiterperle bedingt

[2]) Ermittelt durch Messung bei 20 °C und 100 °C

[3]) $I \leqq 10$ mA und $R \geqq 360\ \Omega$

Fertigungsübersicht R 51–4/1/20

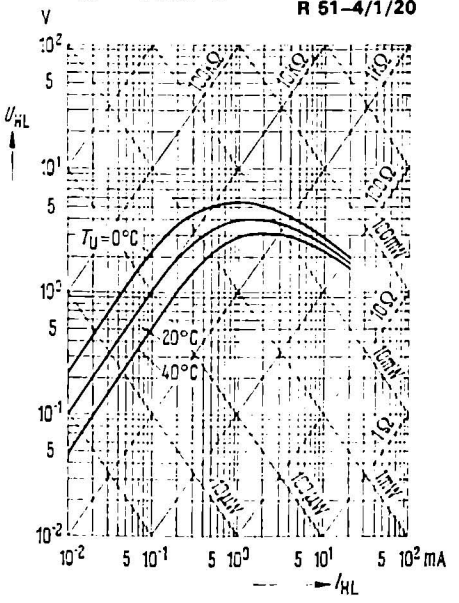
Auslieferungs-toleranzen[2])	Kaltwiderstand[1]) bei $I \leqq 50\ \mu A$	Spannung U[1]) bei 1,5 mA	U[1]) bei 5 mA	U[1]) bei 20 mA
b = ± 20%	6 bis 13 Ω	3,2 bis 4,8 V	2,8 bis 3,60 V	1,60 bis 2,10 V
c = ± 10%	7,5 bis 11,5 Ω	3,6 bis 4,4 V	2,9 bis 3,45 V	1,70 bis 2,0 V
d = ± 5%	8 bis 11 Ω	3,8 bis 4,2 V	3,0 bis 3,35 V	1,75 bis 1,95 V

Fertigungsübersicht R 51–8/0,5/10

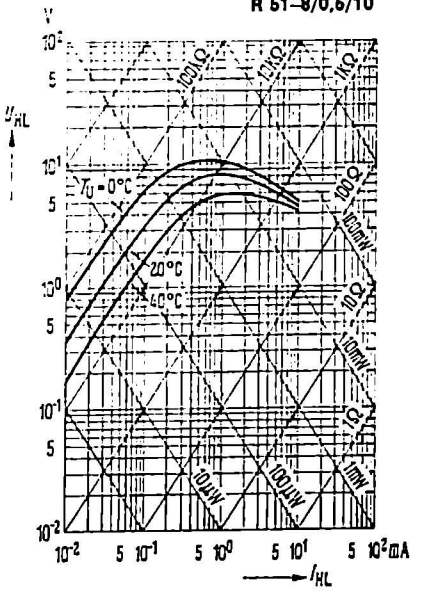
Auslieferungs-toleranzen[3])	Kaltwiderstand[1]) bei $I \leqq 25\mu A$	Spannung U[1]) bei 0,6 mA	U[1]) bei 4 mA	U[1]) bei 10 mA
b = ± 20%	25 bis 50 kΩ	6,4 bis 9,6 V	4,6 bis 6,1 V	3,15 bis 4,15 V
c = ± 10%	28 bis 47 kΩ	7,2 bis 8,8 V	4,9 bis 5,8 V	3,35 bis 3,95 V
d = ± 5%	32 bis 44 kΩ	7,6 bis 8,4 V	5,1 bis 5,6 V	3,45 bis 3,85 V

[1]) bei einer Umgebungstemperatur von 20 °C
[2]) Die Toleranzangabe bezieht sich auf die geregelte Spannung bei I = 1,5 mA, nicht aber auf den Kaltwiderstand
[3]) Die Toleranzangabe bezieht sich auf die geregelte Spannung bei I = 0,6 mA, nicht aber auf den Kaltwiderstand

Stationäre Stromspannungskennlinien
$U_{HL} = f(I_{HL})$; T_U = Parameter
R 51–4/1/20



Stationäre Stromspannungskennlinien
$U_{HL} = f(I_{HL})$; T_U = Parameter
R 51–8/0,5/10



Kaltleiter

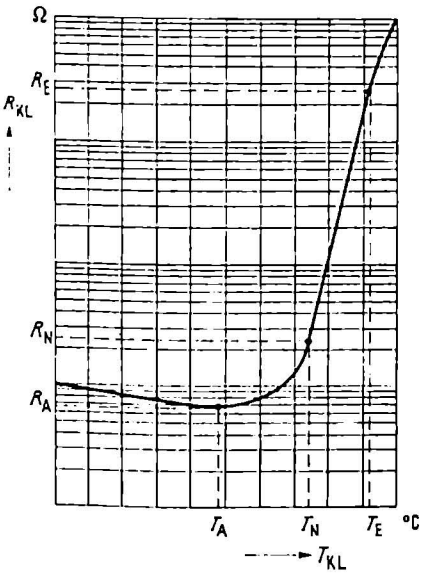
15. Kaltleiter

15.1. Allgemeine technische Angaben

Siemens-Kaltleiter sind Widerstände aus dotierter polykristalliner Titanatkeramik. Sie haben in einem bestimmten Temperaturbereich, der für den jeweiligen Kaltleitertyp charakteristisch ist, einen sehr hohen positiven Widerstands-Temperaturbeiwert (α_R) und einen Widerstandsanstieg von mehreren Zehnerpotenzen. Dieser steile Widerstandsanstieg beruht auf dem Zusammenwirken von Halbleitung und Ferroelektrizität der Titanatkeramik. Es bilden sich an den Korngrenzen der Einzelkristallite des Materials Sperrschichten aus, deren Potentialhöhe und damit auch deren Beitrag zum Gesamtwiderstand des Körpers stark von der Dielektrizitätskonstanten des umgebenden Materials abhängt. Unterhalb der Curietemperatur, d.h. im Bereich einer hohen Dielektrizitätskonstante, sind die Sperrschichten nur schwach ausgeprägt, und die Kaltleiter sind niederohmig. Oberhalb der Curietemperatur sinkt die Dielektrizitätskonstante nach der Curie-Weißschen Beziehung ab. Damit tritt eine zunehmende Aufbäumung der Sperrpotentiale ein, die den steilen Widerstandsanstieg hervorruft.

Die Wirkung dieses Mechanismus überdeckt die bei allen Halbleitern grundsätzlich vorliegende, durch „thermische Aktivierung" der Ladungsträger gegebene schwache Widerstandsabnahme mit steigender Temperatur. Diese Erscheinung, die einen negativen Temperaturbeiwert verursacht, bleibt beim Kaltleiter außerhalb des Gebietes mit steilem Widerstandsanstieg erhalten.

Der typische Verlauf des Widerstandes bei kleiner Gleichspannung als Funktion der Kaltleitertemperatur $R_{KL} = f(T_{KL})$ wird in folgender Kurve dargestellt:



T_A = Anfangstemperatur (Beginn des positiven α_R)

R_A = Anfangswiderstand (bei T_A)

T_N = Nenntemperatur (Beginn des steilen Widerstandsanstiegs)

R_N = Nennwiderstand (bei T_N)

T_E = Endtemperatur (Ende des steilen Widerstandsanstiegs)

R_E = Endwiderstand (bei T_E)

Der Beginn des Temperaturbereiches mit positivem Temperaturbeiwert wird durch die Anfangstemperatur T_A angegeben. Der Wert des Kaltleiterwiderstandes bei dieser Temperatur wird mit R_A bezeichnet. Das ist der kleinste Widerstandswert, den der Kaltleiter annehmen kann.

Für die Anwendung wichtig ist der Anfang des steilen Widerstandsanstiegs, gekennzeichnet durch die Nenntemperatur T_N, die ungefähr der ferroelektrischen Curietemperatur entspricht. T_N wird für den einzelnen Kaltleitertyp als diejenige Temperatur definiert, bei welcher der Widerstand den Wert $R_N = 2 \cdot R_A$ annimmt. Sie ist üblicherweise mit ± 5 Kelvin toleriert. Zur Zeit stehen Kaltleitertypen mit den Nenntemperaturen −30, ±0, +20, 40, 60, 80, 110, 120, 130, 160 und 180 °C zur Verfügung.

Für den Motorschutz sind außerdem Kaltleiter mit „Ansprechtemperaturen" von 60 bis 170 °C – gestuft in Abständen von 10 K – lieferbar. Als Nennansprechtemperatur (NAT) beim Motorschutz wird diejenige (mit ± 5 K tolerierte) Temperatur bezeichnet, bei welcher der Kaltleiterwiderstand den Wert 570 Ω (bzw. 600 Ω, 700 Ω, 1,7 kΩ oder 1,8 kΩ) annimmt.

Die Endtemperatur T_E bezeichnet das Ende des Temperaturbereiches mit steilem Widerstandsanstieg. Dieser Temperatur entspricht der Widerstandswert R_E.

Der Temperaturbeiwert α_R des Kaltleiterwiderstandes ist in jedem Punkt der Kennlinie durch die Beziehung:

$$\alpha_R(T) = \frac{1}{R}\,\frac{dR}{dT} = \frac{d}{dT}(\ln R)$$

definiert.

Im Bereich des steilen Widerstandsanstiegs kann α_R näherungsweise konstant angenommen werden. Es gilt dann:

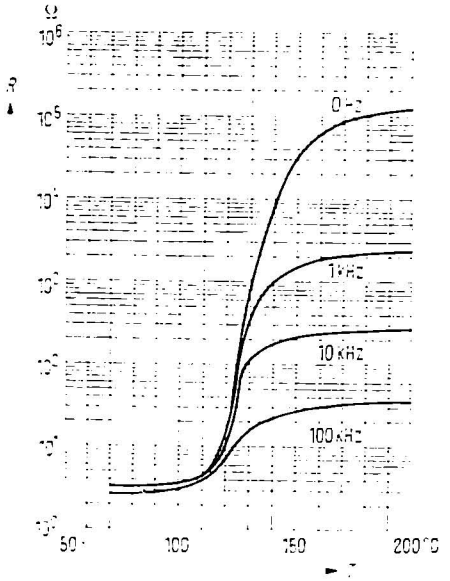
$$\alpha_R \approx \frac{\ln (R_2/R_1)}{T_2 - T_1}$$

Ebenso kann in diesem Temperaturbereich mit der umgekehrten Beziehung $R_2 \approx R_1 \cdot e^{\alpha_R (T_2 - T_1)}$ gerechnet werden.

Die Wertangaben von α_R für die einzelnen Typen beziehen sich nur auf den anwendungstechnisch hauptsächlich interessierenden Temperaturbereich des steilen Widerstandsanstiegs. Neben der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes ist auch eine Feldstärkeabhängigkeit gegeben. Dieser „Varistoreffekt" beruht auf der grundsätzlich vorliegenden Feldstärkeabhängigkeit des Widerstandes von Sperrschichten. Er tritt beim Kaltleiter vor allem im hochohmigen Zustand, wo die Sperrschichten voll ausgebildet sind, in Erscheinung. Der maximal erreichbare Widerstand und der Wert von α_R werden durch den Varistoreffekt herabgesetzt.

Die für die einzelnen Typen angegebenen Widerstands-Temperaturkennlinien gelten für 1,5 V Meßspannung, um die Einflüsse von Varistoreffekt und Eigenerwärmung genügend klein zu halten. Arbeitet man mit Wechselspannung, so hat man zu beachten, daß der Kaltleiter von der Eigenart des Grundmaterials her kein rein ohmscher Widerstand ist, sondern auch kapazitiv wirkt. Demgemäß nimmt der mit Wechselspannung als Scheinwiderstand gemessene Wert für R_E mit steigender Frequenz ab.

Die beschriebenen Eigenschaften des Kaltleiters erschließen eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten, deren Anforderungen durch entsprechende Bauformgestaltung Rechnung getragen wird.



a) Kaltleiter als Temperaturfühler

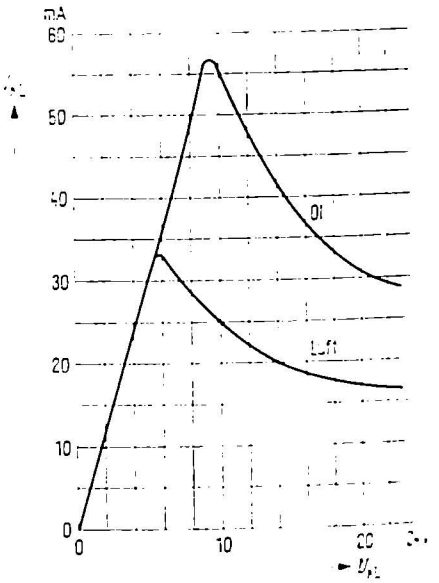
Der Kaltleiter wird mit einer Feldstärke der Größenordnung 1 V/mm betrieben. Hierbei ist sein Widerstand, wie in der Kennlinie dargestellt, eine Funktion der Umgebungstemperatur. Eigenerwärmung und Varistoreffekt können bei dieser Betriebsart vernachlässigt werden. Es besteht so eine eindeutige Beziehung zwischen Kaltleiterwiderstand und Temperatur. Unter diesen Bedingungen kann der Kaltleiter im Bereich des steilen Widerstandsanstiegs Meß- und Regelaufgaben übernehmen. Die wichtigste Anwendungsart ist hierbei der Schutz elektrischer Maschinen vor Übertemperatur. Für diesen Zweck ist ein Typenspektrum mit Arbeitstemperaturen von 60 bis 170 °C verfügbar.

b) Kaltleiter als selbstregelnder Thermostat

Wird ein Kaltleiter Feldstärken der Größenordnung 10 V/mm ausgesetzt, so heizt er sich auf eine Temperatur oberhalb seiner Nenntemperatur auf. Die sich dabei einstellende Gleichgewichtstemperatur ist von der Umgebungstemperatur fast unabhängig. Durch seinen positiven Temperaturbeiwert erhöht der Kaltleiter bei fallender Temperatur seine Leistungsaufnahme, bei steigender Temperatur setzt er sie herab. Diese Thermostatenwirkung ergibt in einem von Kaltleitern umschlossenen Raum eine Temperaturstabilisierung mit Regelfaktoren ($\Delta T_i/\Delta T_A$) von 5 bis 10. Auch gegenüber Änderungen der Betriebsspannung ist ein Stabilisierungsmechanismus wirksam. Bei Erhöhung der Betriebsspannung nimmt der Kaltleiter zunächst entsprechend mehr Leistung auf, erhöht aber dabei seine Temperatur und regelt dadurch den Strom wieder herab. Die Leistung (und damit die Temperatur) im betrachteten Spannungsbereich ist infolgedessen nicht dem Quadrat der Spannung proportional, wie beim ohmschen Widerstand, sondern geht mit einer sehr viel kleineren Potenz, für die man etwa den Exponenten 0,1 ansetzen kann ($N \sim U^{0,1}$). Anders ausgedrückt: Die aufgenommene Leistung ist innerhalb eines weiten Spannungsbereiches praktisch nicht spannungsabhängig.

Für Anwendungen zur Temperaturstabilisierung kommen die Typen A 14, B 14, C 14, A 15, B 15, C 15 in Frage. Für größere Abmessungen sind auf Anfrage Sonderausführungen verfügbar.

c) Kaltleiter als Flüssigkeits-Niveaufühler



Ein mit Feldstärken der Größenordnung 10 V/mm aufgeheizter Kaltleiter reagiert auf Änderungen der äußeren Abkühlbedingungen durch Änderung seiner Leistungsaufnahme. Bei gleichbleibender Spannung ist somit die Stromaufnahme ein Maß für die jeweils gegebene Wärmeableitung. Bei erhöhter Wärmeableitung – also stärkerer Abkühlung – erhöht sich, durch den positiven Temperaturbeiwert, der Kaltleiterstrom. Besonders kraß ist die Stromänderung, wenn der in Luft aufgeheizte Kaltleiter in ein flüssiges Medium, wo die Wärmeableitung erheblich größer ist, gebracht wird.

Im nebenstehenden Bild sind die stationären Strom-Spannungs-Kennlinien eines Kaltleiters in Luft und in Öl dargestellt.

Bei gleichbleibenden Umgebungsbedingungen ist die Strom-Spannungs-Kennlinie näherungsweise eine Hyperbel, da die aufgenommene Leistung zwischen etwa 6 und 30 V/mm fast spannungsunabhängig ist. Für verschiedene Umgebungsbedingungen gelten jeweils verschiedene „Hyperbeln gleicher Leistung". Nach diesem Prinzip kann unterschieden werden, ob sich der Kaltleiter in Luft oder in Flüssigkeit befindet, oder ob das ihn umgebende Medium ruht oder strömt.

Die Empfindlichkeit der Niveauabtastung und Strömungskontrolle mit Kaltleitern läßt sich noch steigern, wenn man die Doppelfunktion des Kaltleiters – Heizer und Fühler – auf zwei verschiedene Kaltleiter aufteilt. Hierbei wird der Heizer so ausgewählt und betrieben, daß er eine Temperatur oberhalb der Maximaltemperatur der abzutastenden Flüssigkeit annimmt, die er dann aufgrund seiner Thermostatenwirkung sehr genau hält. In Wärmekontakt mit dem Heizer befindet sich der Fühler, dessen Nenntemperatur unterhalb der des Heizers liegt. Der Widerstand des Fühlers wird mit Feldstärken der Größe 1 V/mm gemessen.

Bei Betrieb in Luft bringt der Heizer den Fühler in den hochohmigen Zustand. Der wirksame Wärmekontakt wird indessen so bemessen, daß beim Eintauchen des Systems der Wärmekontakt des Fühlers zur Flüssigkeit enger ist als zum Heizer, so daß der Fühler die Temperatur der Flüssigkeit annimmt und niederohmig wird. Nach diesem Prinzip lassen sich Stromunterschiede um den Faktor 100 erreichen.

d) Kaltleiter als Verzögerungs-Schaltglied

Wird ein Kaltleiter an eine Spannung gelegt, die ihn über die Nenntemperatur aufheizen kann, so hängt die Zeit bis zum Erreichen der Nenntemperatur und des hochohmigen Zustandes von der gegebenen Anfangsleistung ab. Durch Wahl von Spannung, Vorwiderstand, Kaltleitergröße,

Nenntemperatur und Wärmekapazität kann man die „Schaltzeit" in weiten Grenzen variieren. Es gilt näherungsweise:

$$t_a \approx \frac{c \cdot \delta \cdot V\,(T_N - T_0)}{p}$$

t_a = Schaltzeit [s]

c = spezifische Wärme des Kaltleitermaterials $\left[\frac{W \cdot s}{K \cdot g}\right]$

δ = Dichte des Kaltleitermaterials [g/cm³]

V = Kaltleitervolumen [cm³]

T_N = Nenntemperatur des Kaltleiters [K]

T_0 = Kaltleitertemperatur vor Einschalten der Spannung [K]

p = Anfangs-Heizleistung des Kaltleiters [W]

Die im Kaltleiter bis zum Erreichen der Nenntemperatur entwickelte Heizleistung ist näherungsweise gegeben durch:

$$p \approx \frac{U^2 \cdot R_0}{(R_V + R_0)^2}$$

U = Betriebsspannung [V]

R_0 = Größe des Anfangswiderstandes des Kaltleiters [Ω]

R_V = Größe des Vorwiderstandes [Ω]

Das Produkt $c \cdot \delta$ beträgt bei unserem Kaltleitermaterial etwa 3 W · s/K · cm³, so daß man erhält:

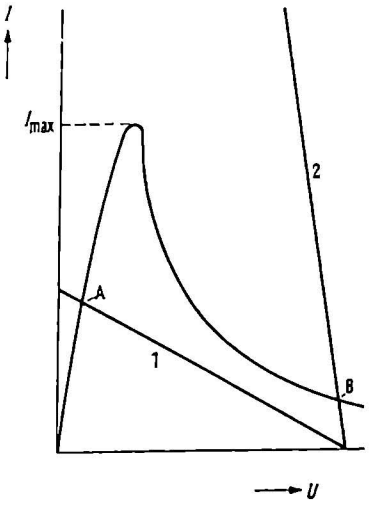
$$t_a \approx \frac{3 \cdot V \cdot (T_N - T_0)\,(R_V + R_0)^2}{U^2 \cdot R_0}$$

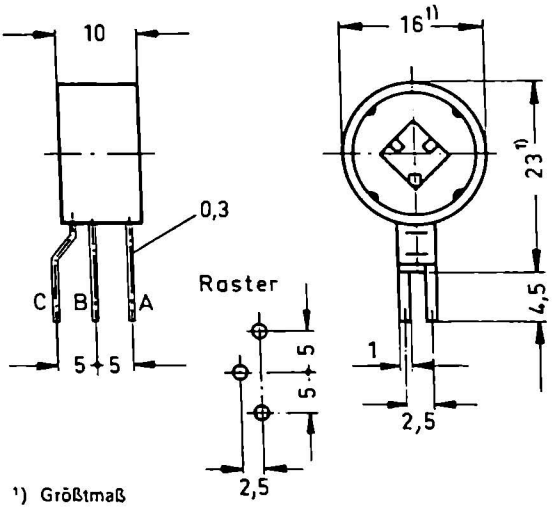
Nachdem die Zeit t_a ab Einschaltung der Spannung U verstrichen ist, hat das im kalten Zustand vergleichsweise niederohmige System aus Kaltleiter und Vorwiderstand den etwa 100fachen Widerstandswert angenommen, der Strom ist um den gleichen Faktor zurückgegangen.

Anwendungsbeispiele für derartige verzögerte Abschaltungen sind Entmagnetisierungsschaltungen in der Farbfernsehtechnik, Start von Gasentladungslampen, Steuerung der Anlaufs-Hilfsphase bei Wechselstrommotoren.

e) Kaltleiter als Überstromsicherung

Die Strom-Spannungs-Kennlinie des Kaltleiters ermöglicht in speziellen Fällen den Einsatz als Kurzschluß- bzw. Überstromsicherung. Der Kaltleiter wird in Reihe mit dem zu schützenden Verbraucher geschaltet. Im Normalbetrieb (siehe Bild) entspricht dem Verbraucher die Widerstandsgerade 1, und es stellt sich mit der Kaltleiterkennlinie der Arbeitspunkt A ein. Bei Kurzschluß im Verbraucher – dargestellt durch die Widerstandsgerade 2 – ergibt sich der Arbeitspunkt B. Nach Beseitigung des Kurzschlusses stellt sich selbsttätig der Arbeitspunkt A wieder ein. Wegen des verhältnismäßig hohen spezifischen Widerstandes (ca. 50 Ω · cm) des Kaltleitermaterials bleibt diese Anwendung auf Verbraucher kleiner Leistungen beschränkt.





¹) Größtmaß

Typ: P6350-T203
Bestellbezeichnung: Q63100-P6350-T203

Aufbau

Die Kaltleiterkombination besteht aus zwei thermisch gekoppelten und elektrisch in Serie geschalteten PTC-Scheiben mit einem Mittelanschluß. Diese Anordnung ist in einem gemeinsamen hochtemperaturbeständigen und flammhemmenden Kunststoffgehäuse untergebracht. Die Anordnung der Anschlußfahnen ist so getroffen, daß die Kaltleiterkombination mit jeder am Markt üblichen Bauform vollkompatibel ist.

Technische Daten

Spannung bei ϑ_U = 60 °C (Maximalwert)	U_{max}	245 V_{eff}
Widerstandswert des netzseitigen Kaltleiters bei ϑ_U = 25 °C	R_{N25}	25 ± 4 Ω
Widerstandswert des spulenseitigen Kaltleiters bei ϑ_U = 25 °C	R_{S25}	9 ± 3 Ω
Nenntemperatur	ϑ_N	75 °C
Einschaltstrom durch die Spule (Scheitelwert)	I_E	≳ 5 A
Reststrom durch die Spule nach 30 s (Scheitelwert)	I_{R30}	≲ 3 mA
Reststrom durch die Spule nach 120 s (Scheitelwert)	I_{R120}	≲ 0,5 mA
Lagertemperatur	ϑ_L	−25 bis +120 °C
Oberflächentemperatur (max. Gehäusetemperatur)	$\vartheta_{G\,max}$	120 °C
Kennfarbe des Gehäuses		gelb
Gewicht		≈ 8 g

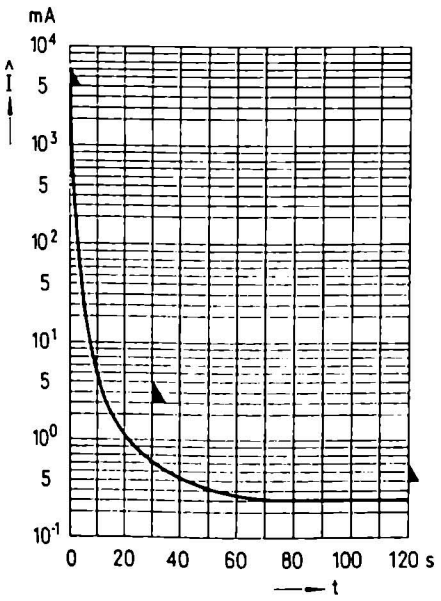
Applikation

Die Kaltleiter der Bauform P6350-T203 sind für die Lochmaskenentmagnetisierung von 110°-Farbbildröhren vorgesehen. Eine sichere Entmagnetisierung ohne Farbfehler wird durch das große Verhältnis von Anfangsstrom und Reststrom garantiert. Dieses Verhältnis beträgt mindestens 10 000. In der unten angegebenen Schaltung darf, um die angegebenen technischen Werte nicht zu verändern, der Spulenwiderstand nicht unterschritten werden. Bei Überschreiten des Spulenwiderstandswertes kann der garantierte Einschaltstrom von 5 A (Scheitelwert) nicht mehr garantiert werden. Eine Änderung des Nebenschlußwiderstandes bedingt geringe Veränderungen des Reststromes.

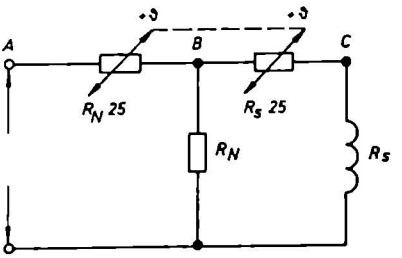
Betriebsdaten

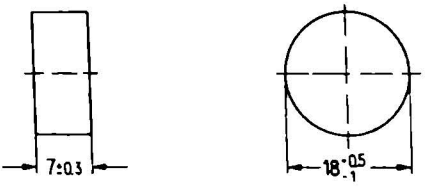
Widerstand der Entmagnetisierspule	$R_S = 24\ \Omega \pm 10\%$
Nebenschlußwiderstand	$R_N = 270\ \Omega$

Zeitlicher Verlauf des Spulenstromes



Schaltung





Typ: P4400-A314
Bestellbezeichnung: Q63100-P4400-A314

Aufbau

Der Kaltleiter P4400-A314 wird ohne Umhüllung geliefert und muß mit den silberbelegten Stirnseiten zwischen zwei Kontaktfedern frei aufgehängt werden. Die zylinderförmige Oberfläche darf dabei nicht mit anderen Bauelementen in Berührung kommen.

Technische Daten

Spannung bei ϑ_U = 80 °C (Maximalwert)	U_{max}	300 V_{eff}
Widerstandswert[1]) bei ϑ_U = 25 °C	R_{25}	35 Ω
Toleranz des Widerstandswertes	R_{25}	$^{+15}_{-20}$ %
Nenntemperatur	ϑ_N	120 °C
Kleinster zul. Vorwiderstand (U = 300 V)	$R_{V\,min}$	25 Ω
Einschaltstrom bei U_{max} und $R_{V\,min}$	I_E	6 A_{eff}
Reststrom bei U_{max}	I_R	≤ 15 mA
Lagertemperatur	ϑ_L	−25 bis +190 °C
Oberflächentemperatur	$\vartheta_{O\,max}$	190 °C
Gewicht		≈ 5 g

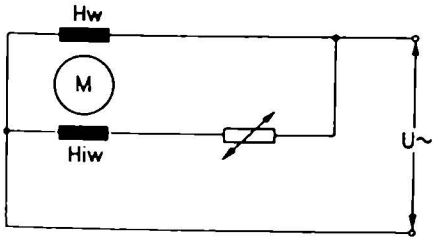
[1]) Der Widerstandswert gilt bei einer Meßspannung ≦ 1,5 V

Applikation

Der Kaltleiter P4400-A314 eignet sich als Verzögerungsschaltglied und als Überstromschutz bei hohen Betriebsspannungen z. B. für Anzugs- oder Abfallverzögerung von Schaltschützen und für verzögerte Abschaltung der Anlaufshilfswicklung bei Einphasenmotoren.

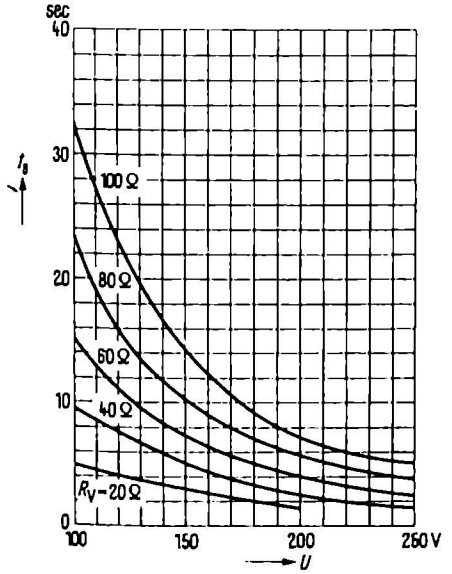
Beim Kaltleiter-Motorstart ersetzt der Kaltleiter das herkömmliche Start-Relais, da nach erfolgtem Anlauf des Motors den Stromfluß in der Hilfswicklung unterbricht. Gleichzeitig wird ein Teil des Widerstandes, der bifilar im Stator eingewickelt ist, ersetzt.

Schaltung

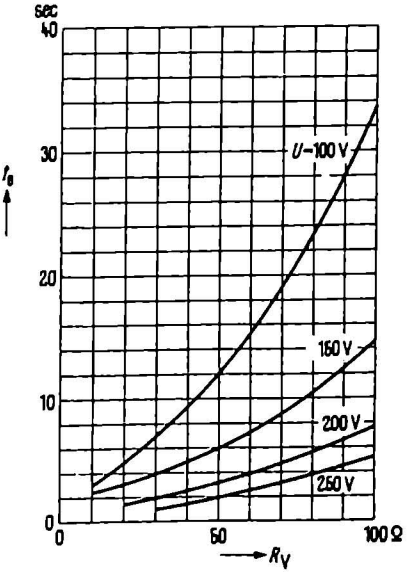


HW = Hauptwicklung
HiW = Hilfswicklung

Schaltzeit als Funktion der Betriebsspannung: $t_a = f(U)$
R_V = Parameter;
Mittelwerte (T_U = 25 °C)



Schaltzeit als Funktion des Vorwiderstandes $t_a = f(R_V)$
U = Parameter;
Mittelwerte (T_U = 25 °C)



SIFERRIT-Material
(weichmagnetisches Ferrit)

16. SIFERRIT-Material

16.1. SIFERRIT-Werkstoffe

Allgemeine Werkstoffangaben

Magnetische Ferrite sind Mischkristalle oder Verbindungen aus Eisenoxid (Fe_2O_3) und einem oder mehreren Oxiden zweiwertiger Metalle, z. B. NiO, MnO, ZnO, MgO, CuO, BeO, CdO, BaO, CoO u. a. Von den metallischen magnetischen Werkstoffen unterscheiden sie sich durch ihren hohen spezifischen Widerstand; dieser beträgt etwa 10^4 bis 10^9 Ωm gegenüber 10^{-3} bis 10^{-2} Ωm bei Metallen. Die meisten Ferrite haben daher – im Gegensatz zu den metallischen Kernen – im magnetischen Wechselfeld vernachlässigbar geringe Wirbelstromverluste.

Siemens-Ferritkerne haben unter dem Namen SIFERRIT® ein breites Anwendungsgebiet gefunden.

Allgemeine technische Daten

Zugfestigkeit	ca. 20 N/mm²
Druckfestigkeit	ca. 100 N/mm²
Vickershärte HV_{15}	ca. 8000 N/mm²
Elastizitätsmodul	ca. 150000 N/mm²
Wärmeleitfähigkeit	ca. 4... 7×10^{-3} J/mm×s×K
Linearer Ausdehnungskoeffizient	ca. 7...10×10^{-6}/K

Feuchtebeständigkeit

SIFERRIT ist beständig gegen Luftfeuchte, Süßwasser und Seewasser. Von verschiedenen Säuren höherer Konzentration wird es jedoch angegriffen.

Beständigkeit gegen Strahlung

SIFERRIT-Werkstoffe können ohne nennenswerte Veränderung ($\Delta L/L \leqq 1\%$ bei Kernen ohne Luftspalt) folgender Strahlung ausgesetzt werden:

Gamma-Quanten:	10^9 rad
Schnelle Neutronen:	$2 \cdot 10^{20}$ Neutronen/m²
Thermische Neutronen:	$2 \cdot 10^{22}$ Neutronen/m²

Schwund durch Sintern

SIFERRIT wird während der Herstellung gesintert. Dabei schwinden die Formkörper linear etwa um 15% und damit im Volumen um etwa 40%. Aus diesem Grunde muß für die Kerne, sofern man sie nach dem Brennen oder Sintern nicht mehr bearbeitet, häufig ein geringer Verzug in Kauf genommen werden. Die Toleranzen für die Abmessungen betragen für unbearbeitete Teile ± 2 bis ± 3%.

Anwendung

Anwendung für	Frequenzbereich (MHz)	Induktion klein[1]	Induktion groß
Spulen hoher Güte für Schwingkreise und Filter	bis 0,1	×	
	bis 0,3[2]	×	
	0,2 bis 1,6	×	
	1,5 bis 12	×	
	6 bis 30	×	
Spulen hoher Güte für Schwingkreise und Filter (offen)	0,2 bis 1,6	×	
	0,2 bis 2,0	×	
	1,5 bis 12	×	
	6 bis 40	×	
	10 bis 220	×	
	200 bis 600	×	
Übertrager mit geringem Anstieg der Permeabilität	bis 0,3	×	
Breitbandübertrager (z. B. Antennenübertrager für MW, KW, UKW, FS) und Impulsübertrager für elektronische Datenverarbeitung	bis 3[2]	×	
	bis 5[2]	×	
	bis 10	×	
	bis 250	×	
	bis 400	×	
	bis 1000	×	
Übertrager mit größerer Leistung (z. B. für Transistor-Gleichspannungswandler, Impuls-Übertrager, Zeilentrafo für FS, Zündspulen u. ä.)	bis 0,1 (Impulsbetrieb bis 1,0)		×
			×
			×
			×
Dämpfungszwecke (z. B. bewickelte Zylinderkerne, Drähte mit aufgeschobenem Rohrkern)	bis 500	×	×
Magnetköpfe	0,2		×
Mikrowellenbauteile (z. B. für Gyratoren, Zirkulatoren)	500 bis 20 000	×	

[1] Kleine Induktion bis ca. 10 mT (Rayleigh-Bereich)

[2] Obere Frequenzgrenze auch von Kern-Abmessungen abhängig (bei Schalenkernen für Filter auch von der Scherung)

Werkstoff	Bauform
N 28, N 29, N 32	Schalenkerne, RM-, M-Kerne mit Luftspalt
N 22	
M33	
K 1	
K 12	
M25	Zylinderkerne Rohrkerne Gewindekerne Antennenstäbe rund, geschlitzt
M11	Antennenstäbe rund
K 1	Zylinderkerne Rohrkerne Gewindekerne
K 12	
U 17	
U 60	
T 26, N 30, T 38	Schalenkerne (rund, RM, X, Quader) und E-Kerne
N 30	Schalenkerne
N 30, T 37, T 38	Ringkerne
T 26	Schalenkerne E-Kerne
N 22, M 33	Schalenkerne
U 17	Zylinderkerne Rohrkerne
K 1, K 12	Schalenkerne Doppellochkerne
U 60	Zylinderkerne Doppellochkerne
M25	Zylinderkerne
T 26	Schalenkerne
N 20	Jochringkerne
N 27	U-Kerne E-Kerne
M 11, N 22	Zylinderkerne Rohrkerne Sechslochkerne
N 22, T 8, T 9, T 10, T 51	Magnetkopfkerne
Spinell- und Granatferrit	Stab-, Zylinder-, Scheibenkerne

Werkstofftabelle

Die Werte sind an Ringkernen ermittelt und, wenn nicht anders vermerkt, auf Raumtemperatur bezogen.

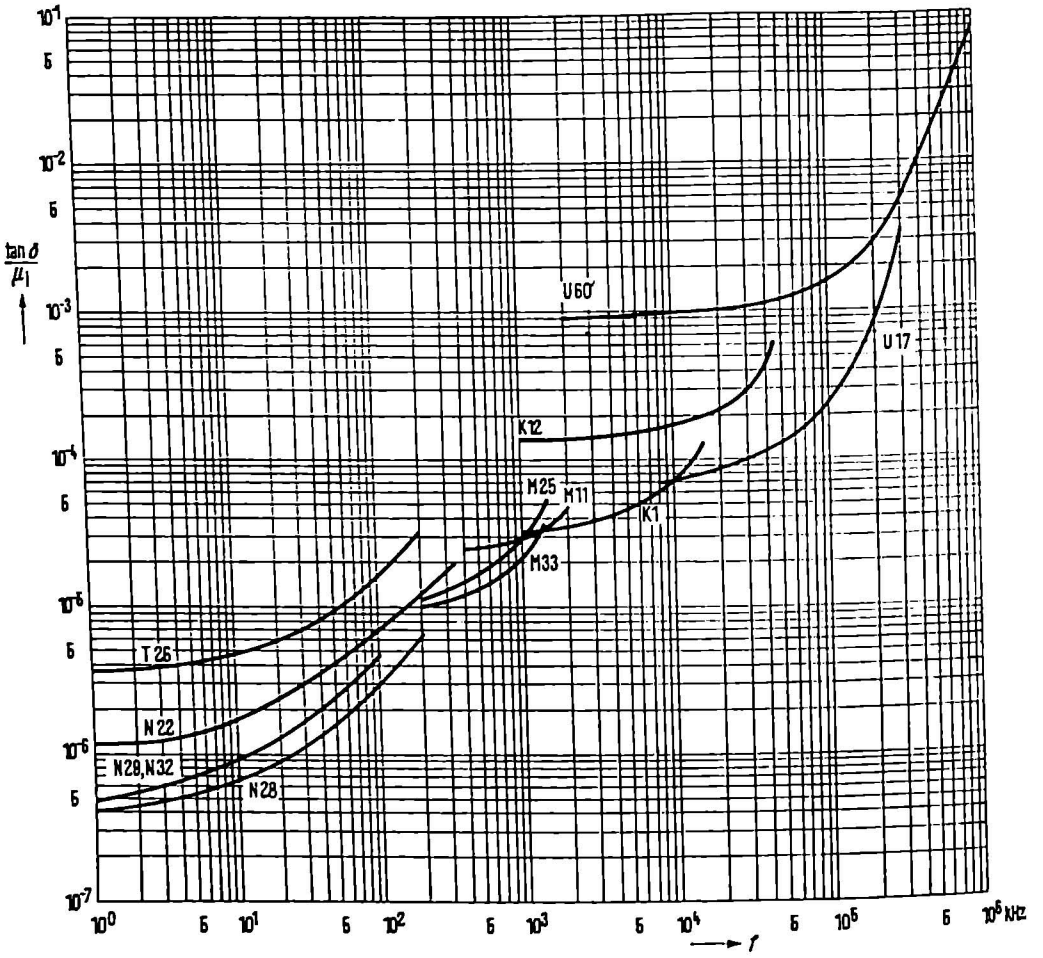
SIFERRIT-Werkstoff		U 60	U 17[1]	K 12	K 1	M 11	M 33	M 25
Kennfarbe		rosa	grau	hellblau	violett	grün	—	—
Anfangspermeabilität μ_i		8 ±20%	10 ±20%	24 ±20%	80 ±20%	250 ±20%	600 ±20%	650 ±20%
günstigstes Frequenzgebiet	f_{min} MHz f_{max} MHz	100 1000	10 220	3 40	1,5 12	0,4 2	0,2 1,0	0,2 1,6
bezogener Verlustfaktor tan δ/μ_i	10^{-6} f_{min} f_{max}	< 2000	< 100 < 1700	< 150 < 600	< 40 < 100	< 25 < 50	< 12 < 30	< 12 < 60
Curietemperatur	°C	> 250	> 500	> 400	> 350	> 170	> 200	> 200
Koerzitivfeldstärke	A/m	1000	1500	1200	500	150	100	80
Induktion $\hat{B}$ bei $\hat{H}$ = 3000 A/m	mT	110	—	145	360	340	400	400
spezifischer Gleichstromwiderstand ϱ	Ωm	10^5	10^5	10^5	10^5	10^5	5	5
Hysteresebeiwert h/μ_i[2] bei f = 10 kHz bei $\hat{H}$ = 5 und 20 mA/cm	10^{-6} cm/A	—	< 30	< 50	< 30	< 4	< 2	< 2
Hysteresebeiwert η_B (IEC) bei f = 10 kHz bei $\hat{B}$ = 1,5 und 3 mT	$\frac{10^{-6}}{mT}$	—	< 27	< 45	< 36	< 3,6	< 1,8	< 1,8
bezogener Temperaturbeiwert α/μ_i, Schwerpunkt des α/μ_i für +20···+55 °C[2]	10^{-6}/K	100···350 —	20···90 40	3···10 6	2···6 4,6	≈ 14 —	1···2,5 1,9	1···3 2
Desakkommodation $-D/\mu_i$, bei +60 °C $-D/\mu_i$ bei +25 °C	10^{-6}	— —	— —	< 50 —	< 35 20	< 5 —	< 12 8	< 25 18
spezifisches Gewicht	kg/m³	4800	4100	4200	4400	4600	4500	4600
Kernformen		Zylinder Rohr Gewinde		Zylinder Rohr Gewinde Schalen		Zylinder Rohr Gewinde Antennenstäbe	Schalen RM	Zylinder Rohr Gewinde Antennenstäbe

[1] Perminvarferrit; bei Feldern im Kern > 1500 A/m (Öffnungsfeldstärke) treten irreversible Güte- und Permeabilitätsänderungen auf.

[2] Angaben zum erweiterten Temperaturbereich siehe Seite 553 und 554.

N 22	N 27	T 26	N 28	N 29	N 32	N 30	T 37	T 38
rot	—	—	—	—	—	—	—	—
1500 ±20%	2000 ±20%	2200 ±20%	2200 ±20%	2400 ±20%	2400 ±20%	4300 ±20%	7000 ±25%	10000 ±30%
0,001 0,2	—	—	0,001 0,1	0,001 0,1	0,001 0,1	—	—	—
< 2 < 20	—	—	< 0,7 < 3,5	< 1 < 3,5	< 1 < 5	—	—	—
≥ 145	≥ 200	≥ 150	> 150	> 150	> 115	> 150	> 140	> 130
30	20	20	20	20	20	15	10	4
380	460	390	390	390	300	390	380	380'
1	1	1	1	1	1	0,5	0,5	0,2
< 1,5	—	< 2	< 0,7	< 1	< 1	< 1,5	—	< 1
< 1,4	—	< 1,8	< 0,63	< 0,9	< 0,9	< 1,4	—	< 0,9
0,6···1,6 1,1	···5 —	0···3 —	0,5···1,4 0,8	± 0,6 —	0,5···1,1 0,8	≈ 1 —	≈ 1 —	— —
< 7 4	— —	— —	< 4 2	< 6 3	< 5 2,5	— —	— —	— —
4700	4800	4800	4700	4700	4700	4800	4900	4900
Schalen Ring E und U	U und E	Schalen Quader RM, X, E	Schalen RM	Schalen RM	Schalen RM	Schalen RM, E Ring, X,	Ring bis max. 10ø für Impuls- übertrager	Ring bis max. 10ø Quader Schalen RM

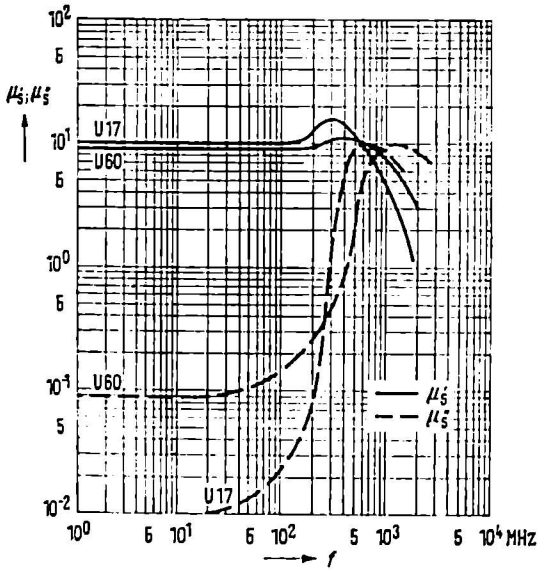
Bezogener Verlustfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz



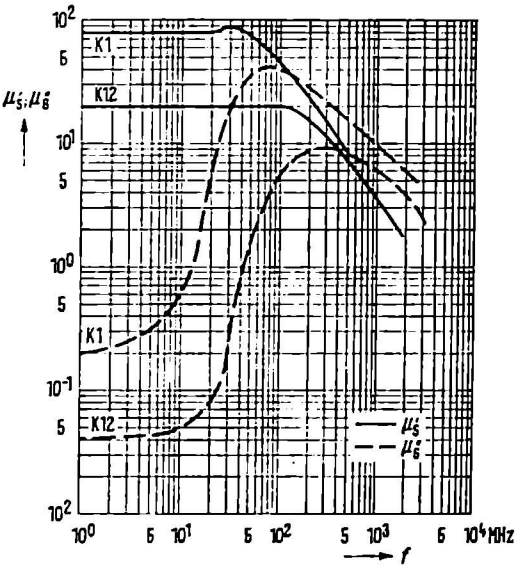
Abmessungen der Probekerne: D_A = 10 mm, d_i = 6 mm, h = 4 mm
Meßinduktion B ≈ 1 mT

Komplexe Permeabilität in Abhängigkeit von der Frequenz

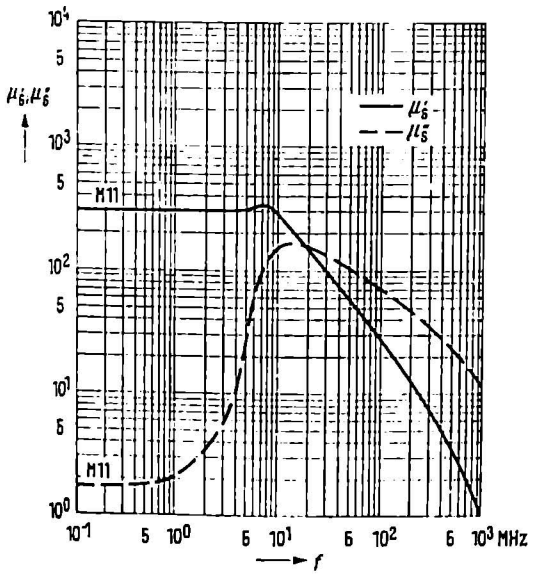
U 17, U 60



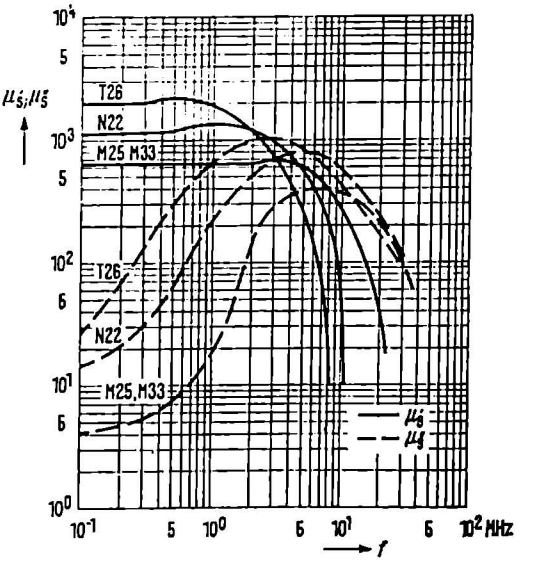
K 12, K 1



M 11



M 25, M 33, N 22, T 26

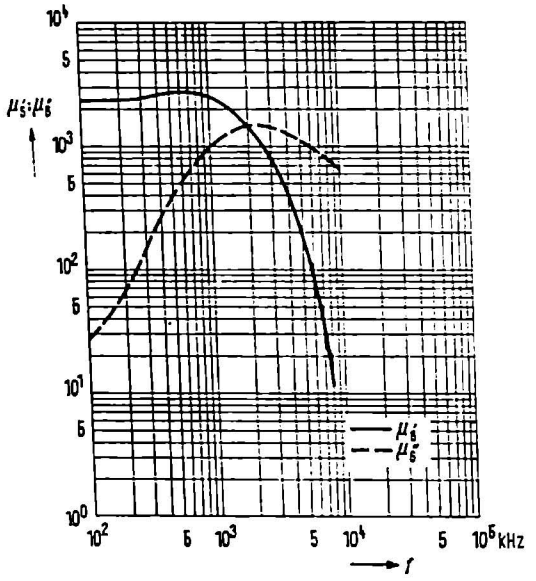


Abmessungen der Probekerne: D_A = 10 mm, d_i = 6 mm, h = 4 mm

Meßinduktion $B \leq 1$ mT

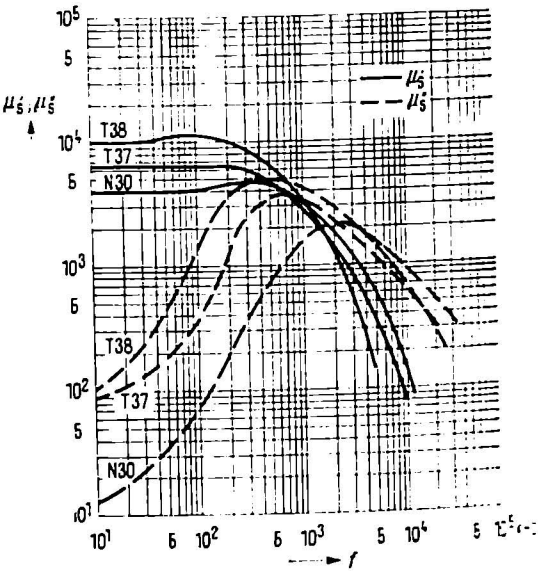
Komplexe Permeabilität in Abhängigkeit von der Frequenz

N 32

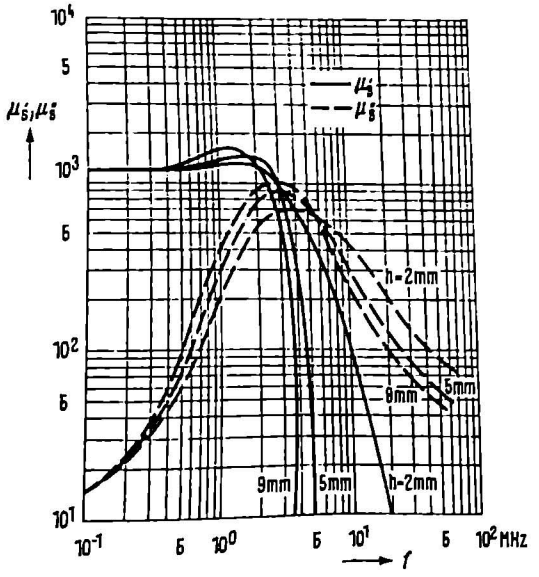


Abmessungen der Probekerne: D_A = 10 mm, d_i = 6 mm; h = 4 mm
Meßinduktion $B \leq 1$ mT

N 30, T 37, T 38

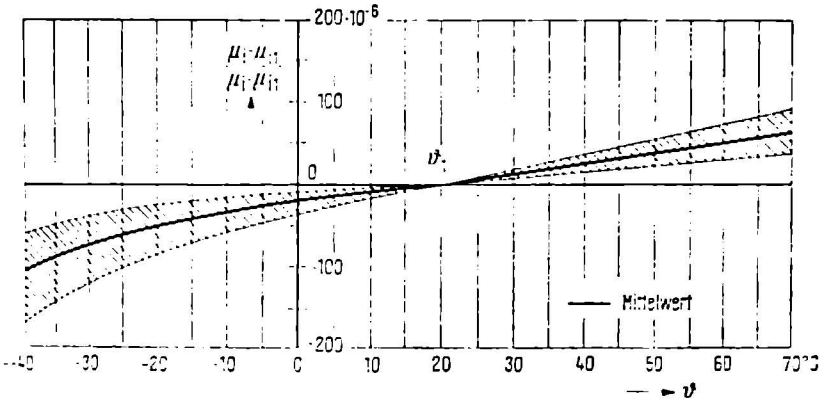


Einfluß der Kernabmessungen auf den Frequenzgang der komplexen Permeabilität, gemessen an einem Ringkern aus dem Werkstoff N 22



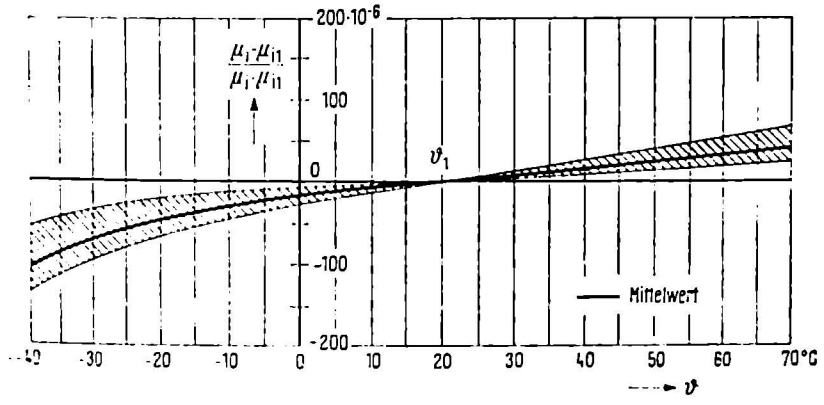
Abmessungen der Probekerne
D_A = 10 mm; d_i = 6 mm;
Parameter: Kernhöhe h
Meßinduktion $B \leq 1$ mT

Permeabilitätsfaktor in Abhängigkeit von der Temperatur



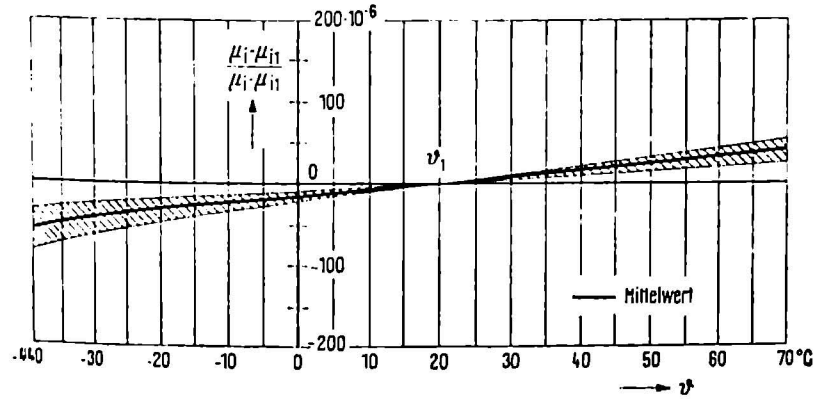
N 22 ($\mu_{i1} \approx 1500$)

ϑ °C	α/μ_i 10^{-6}/K
20··· 55	0,6···1,1···1,6
20··· 5	0,6···1,1···1,8
20···−25	0,7···1,4···2,3



N 28 ($\mu_{i1} \approx 2200$)

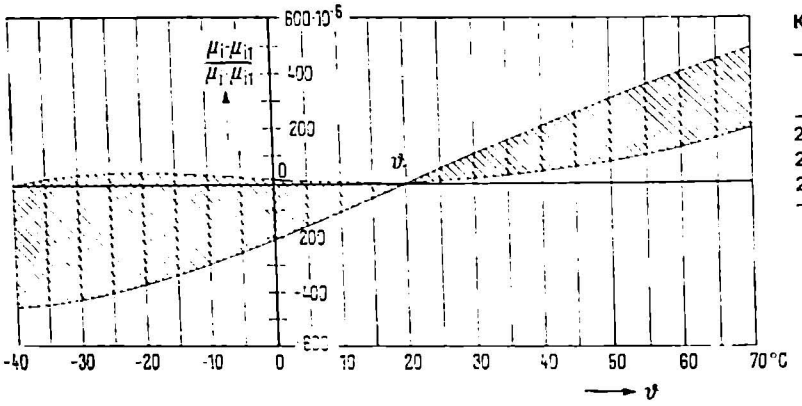
ϑ °C	α/μ_i 10^{-6}/K
20··· 55	0,5···0,8···1,4
20··· 5	0,5···0,8···1,5
20···−25	0,6···1,3···1,8



N 32 ($\mu_{i1} \approx 2400$)

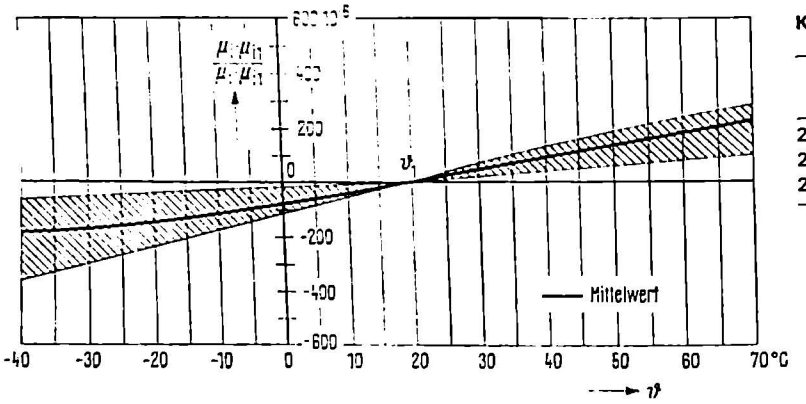
ϑ °C	α/μ_i 10^{-6}/K
20··· 55	0,5···0,8 ···1,1
20··· 5	0,5···0,8 ···1,1
20···−25	0,5···0,85···1,3
20···−40	0,5···0,9 ···1,4

Permeabilitätsfaktor in Abhängigkeit von der Temperatur



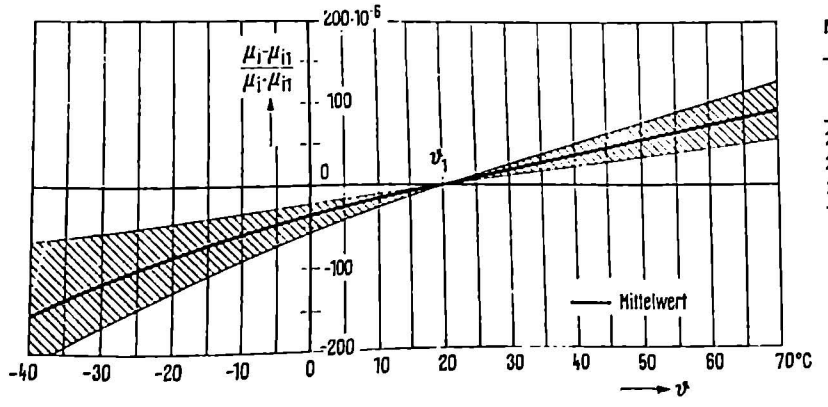
K 12 ($\mu_{i1} \approx 24$)

ϑ °C	α / μ_i 10^{-6}/K
20 ··· 55	3 ···10
20 ··· 5	−0,5···10
20 ··· −25	−1 ···9



K 1 ($\mu_{i1} \approx 80$)

ϑ °C	α / μ_i 10^{-6}/K
20 ··· 55	2···4,5···6
20 ··· 5	1···4 ···6
20 ··· −25	1···3,5···6



M 33 ($\mu_{i1} \approx 600$)

ϑ °C	α / μ_i 10^{-6}/K
20 ··· 55	1,0···1,9···2,5
20 ··· 5	1,0···1,8···3,0
20 ··· −25	1,0···2,3···3,3

16.2. Schalenkerne – Übersicht

Bauformen mit Zubehör

Ungefähre Abmessungen ⌀ × Höhe in mm		Bauform B...
3,3 × 2,6		65491
4,6 × 3,1		65495
5,8 × 3,3		65501
7 × 4	(und 7 × 7)	65511
9 × 5	(genormt)	65517
9 × 7		65519
11 × 7	(genormt)	65531
14 × 8	(genormt)	65541
18 × 11	(genormt)	65651
18 × 14		65561
22 × 13	(genormt)	65661
23 × 17		65571
26 × 16	(genormt)	65671
28 × 23		65581
30 × 19	(genormt)	65701
34 × 28		65591
36 × 22	(genormt)	65611
41 × 25		65621
47 × 28		65631
59 × 36		65691
70 × 42		65696

Schalenkerne – Projektierung von Spulen

1. Schalenkerne ohne Luftspalt

Da sich eine gewisse Rauhigkeit der geschliffenen Flächen auch bei den besten heute erreichbaren Schliffgüten nicht vermeiden läßt, ist der übliche Begriff „ohne Luftspalt" nicht gleichbedeutend mit dem Luftspalt null. Bei den angegebenen A_L-Werten ist eine gewisse Schliffrauhigkeit an den Trennstellen berücksichtigt. Die A_L-Wert-Toleranz der Schalenkerne ohne Luftspalt beträgt +30 bis −20%. Kerne mit kleinerer Toleranz können nicht geliefert werden. Dies liegt darin begründet, daß einmal bei Kernen ohne Luftspalt die A_L-Streuung praktisch gleich der Streuung der Ringkernpermeabilität ist, zum anderen aber nimmt mit größer werdender Ringkernpermeabilität der Einfluß auch des geringsten Luftspaltes stark zu.

Eine kleinere Toleranz ist auch nicht erforderlich, da Schalenkerne ohne Luftspalt in der Regel für Drosseln und Übertrager eingesetzt werden, bei denen die Permeabilitätsstreuung und die Verluste von untergeordneter Bedeutung sind.

2. Schalenkerne mit Luftspalt

Für hochwertige Filter- und Schwingkreisspulen verwendet man Schalenkerne mit einem Luftspalt, der symmetrisch in die Butzen der beiden Schalenkernhälften eingeschliffen ist. Durch diesen Luftspalt lassen sich die Nachwirkungsverluste und der Temperaturkoeffizient etwa im Scherungsverhältnis, die Hystereseverluste im Quadrat des Scherungsverhältnisses herabsetzen. Außerdem können enge A_L-Wert-Toleranzen erzielt werden.

Die A_L-Werte für Kerne mit eingeschliffenem Luftspalt gehen aus den entsprechenden Seiten für Schalenkerne hervor. Außer den zugehörigen Luftspalten ist dort auch die effektive Permeabilität μ_e angegeben, mit deren Hilfe aus den Ringkernwerten (siehe Werkstofftabelle) die Verlustbeiwerte, TK usw. für die effektive Permeabilität überschlägig ermittelt werden können.

An dieser Stelle sei darauf aufmerksam gemacht, daß bei Kernen mit größeren Luftspalten das Streufeld in unmittelbarer Nähe des Luftspaltes zusätzliche Wirbelstromverluste in der Kupferwicklung verursachen kann. Bei höheren Anforderungen an die Spulengüte ist es daher zweckmäßig, anstelle des in der Nähe des Luftspaltes befindlichen Teiles der Wicklung – z. B. in den luftspaltnahen Teil der mittleren Kammer eines dreikammerigen Spulenkörpers – einige Lagen Styroflex- oder Nylonband zu wickeln und damit die Wicklung „aufzupolstern".

3. Induktivitätsabgleich

In den Unterlagen über Schalenkern-Abgleichelemente sind die Induktivitäts-Abgleichkurven angegeben; der Abgleich erfolgt durch Überbrückung des Luftspalts mittels eines Zylinder- oder Gewindekernes. Ein Abgleich ist daher nur bei Kernen mit Luftspalt möglich.

Zur Vermeidung instabiler Verhältnisse in bezug auf Induktivität, Güte usw. durch magnetische Wackelkontakte darf beim Luftspaltabgleich das Abgleichelement nicht mit der Wandung des Schalenkern-Butzenloches in direkte Berührung kommen. Bei unseren Abgleichsystemen ist deshalb eine entsprechende Isolierung vorgesehen.

Zwar kann man bei großen Luftspalten auch große Induktivitätsänderungen erzielen; jedoch ist dabei zu berücksichtigen, daß die magnetischen Eigenschaften weitgehend von der Größe des Luftspaltes abhängig sind. Es ist daher ratsam, bei Spulen mit hohen Anforderungen an Güte, TK usw. nur den unbedingt erforderlichen Abgleichbereich auszunutzen. Durch Wahl des Werkstoffes für den Abgleichkern, SIFERRIT oder SIRUFER, kann man sich diesen Bedingungen anpassen.

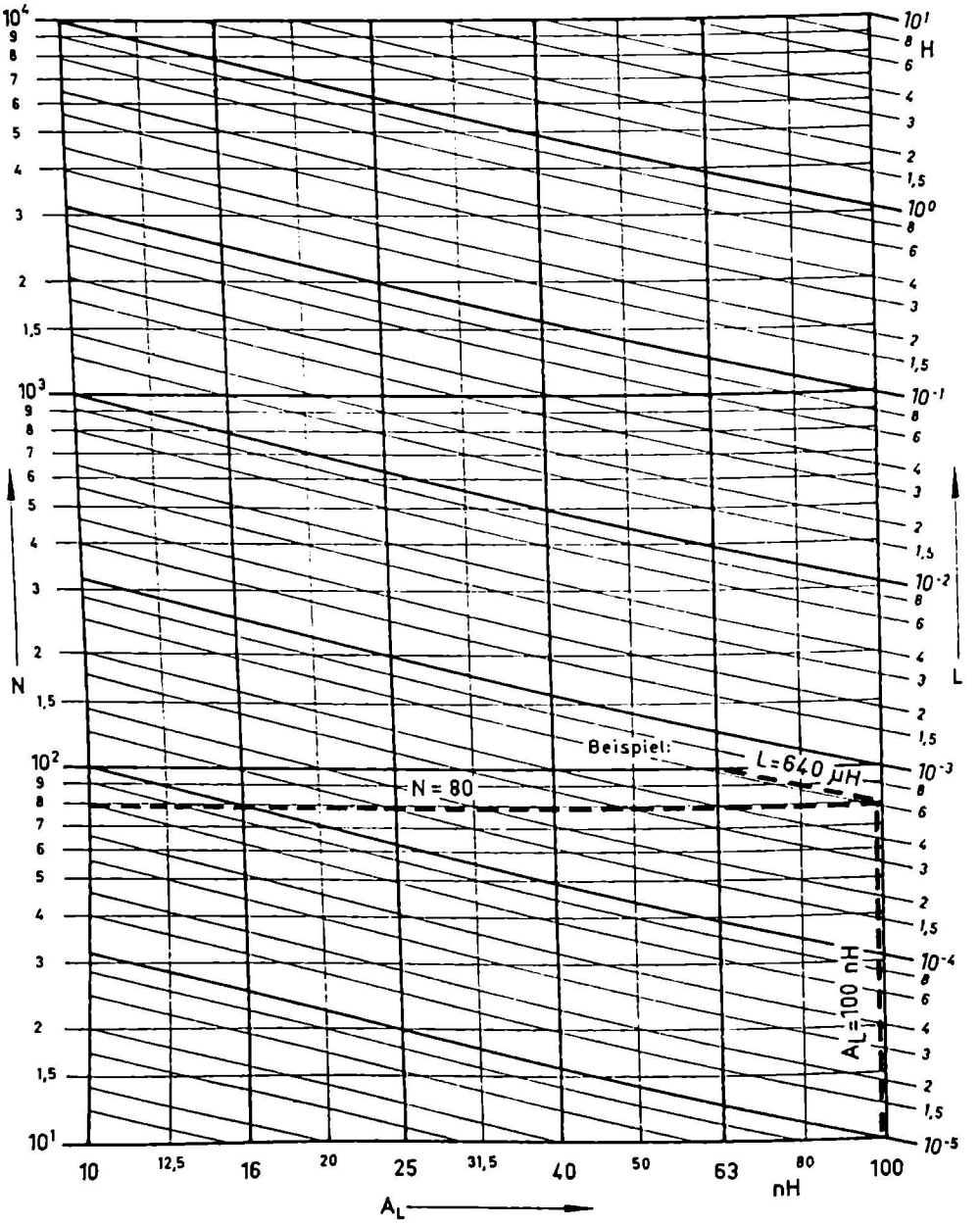
4. Magnetische Form-Kenngrößen $\Sigma l/A$, l_e, A_e, V_e

Die für die Berechnung von Feldstärke, Induktion und Hystereseverlust erforderlichen Kenngrößen für Schalenkerne sind auf den entsprechenden Seiten angegeben. Es gilt z.B.:

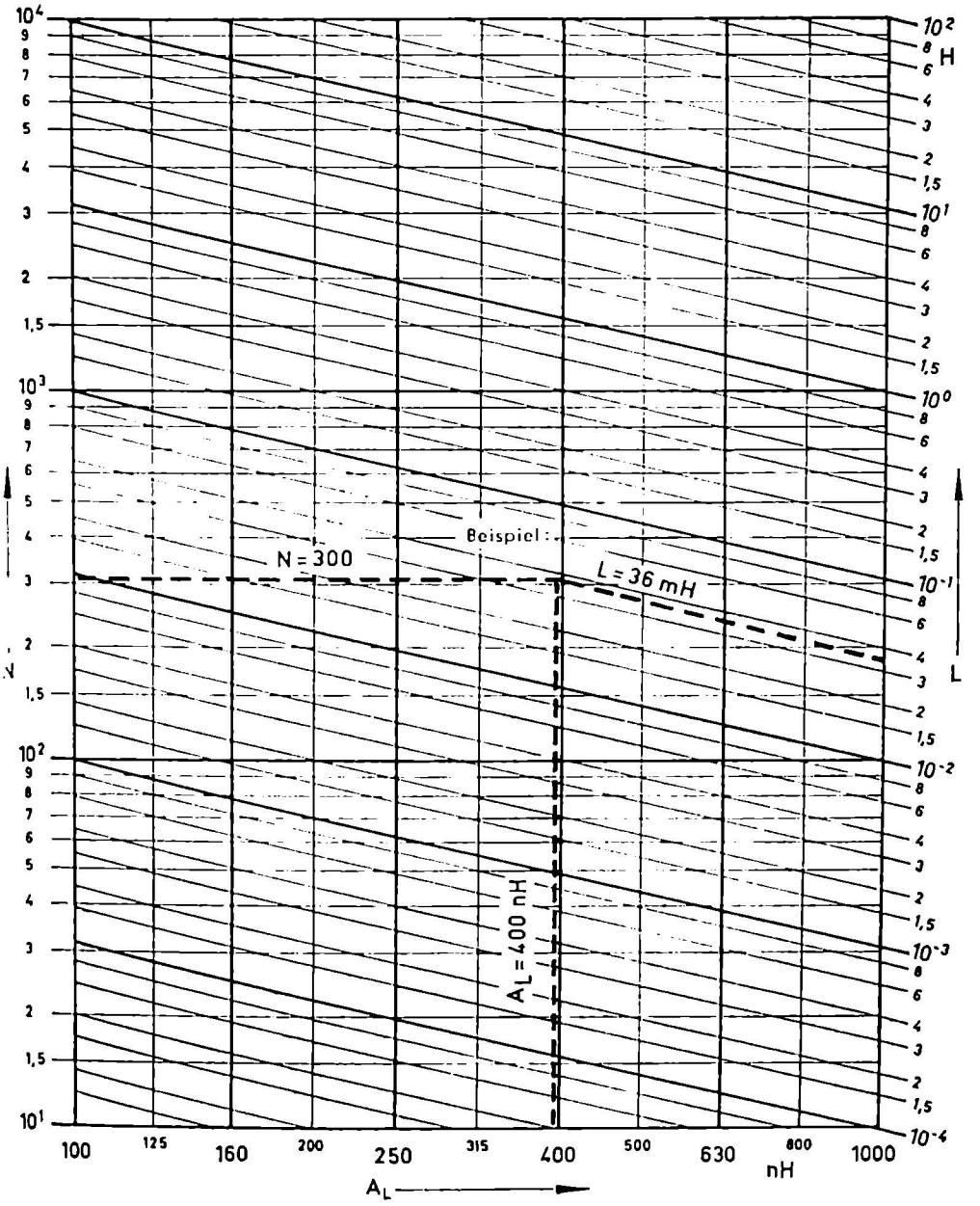
$$\mu_e = \frac{A_L \cdot \Sigma l/A}{\mu_0} \; ; \; \Sigma l/A = l_e/A_e$$

(siehe auch DIN-Entwurf 41 290 vom April 1966 sowie IEC-Publikation 218).

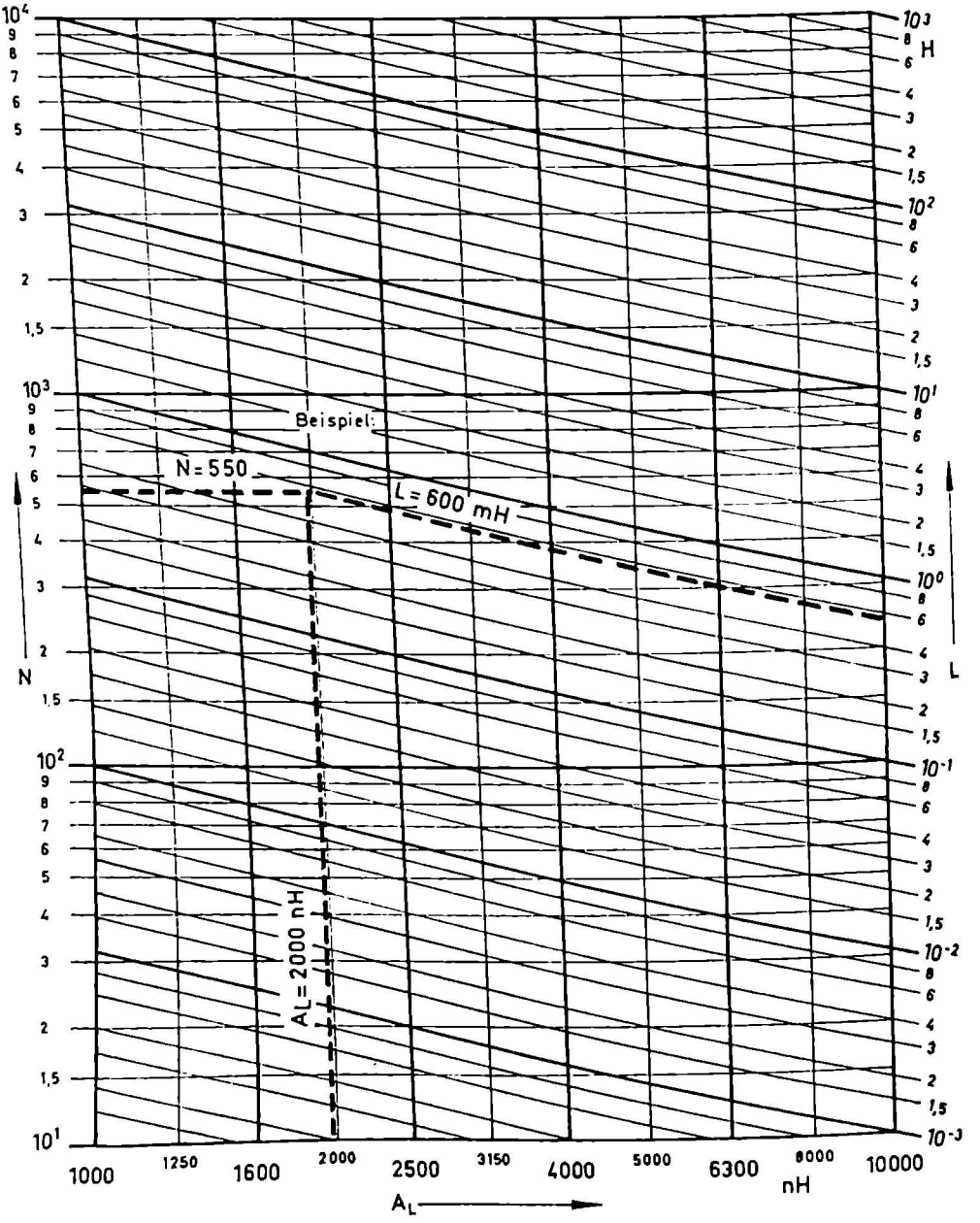
Nomogramm zur Ermittlung der Windungszahl N
aus Induktivität L und Induktivitätsfaktor A_L, für A_L-Werte 10 bis 100 nH



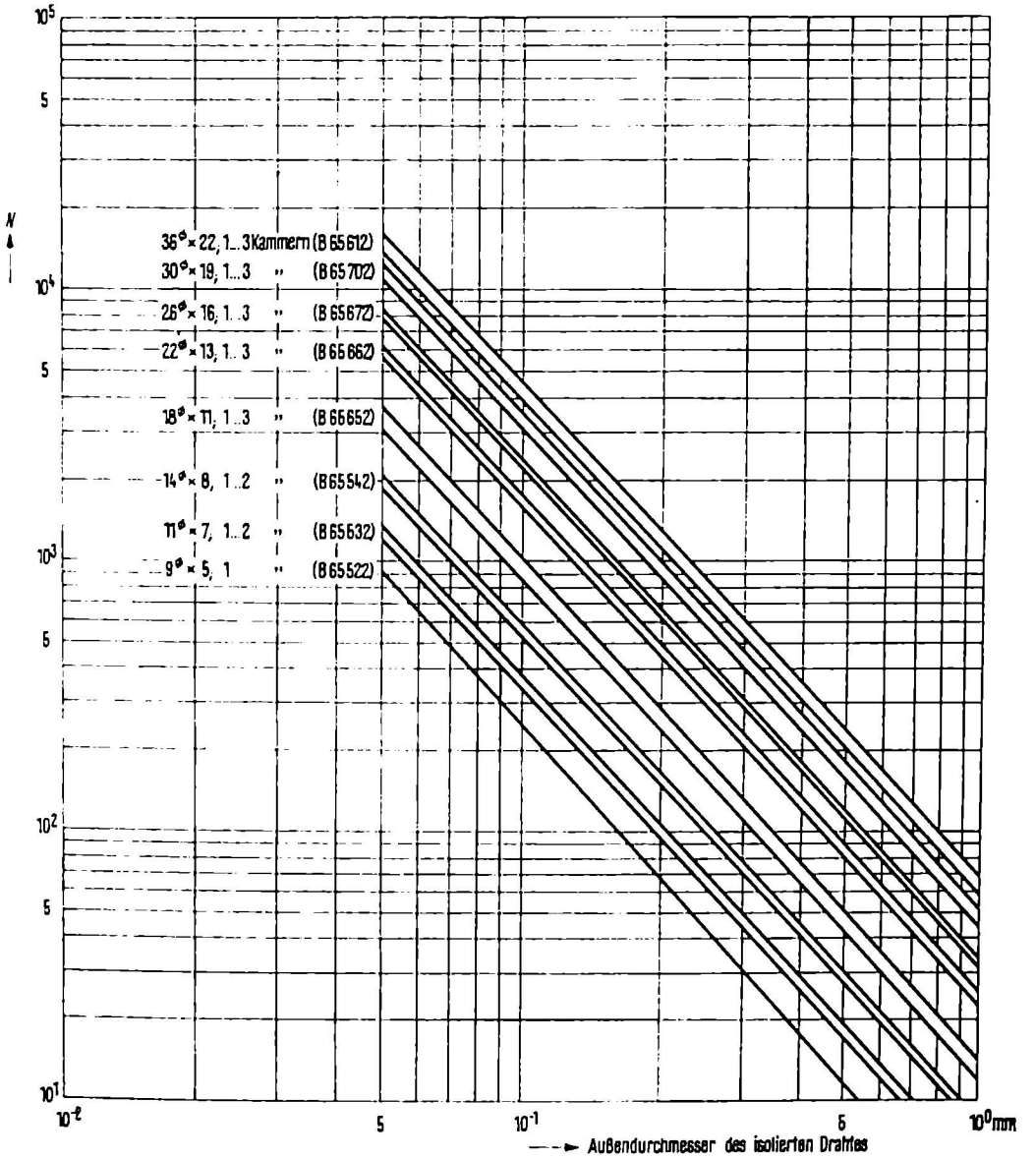
Nomogramm zur Ermittlung der Windungszahl N
aus Induktivität L und Induktivitätsfaktor A_L, für A_L-Werte 100 bis 1000 nH



Nomogramm zur Ermittlung der Windungszahl N
aus Induktivität L und Induktivitätsfaktor A_L, für A_L-Werte 1000 bis 10000 nH



Maximale Windungszahlen *N* für Spulenkörper genormter Schalenkerne



Gleichstrom-Vormagnetisierung

Begriffsbestimmungen

$$H_{-} = \frac{I \cdot N}{l_e}$$

H_{-} = Gleichfeldstärke (in A/m); N = Windungszahl
I = Gleichstrom (in A);
l_e = effektive magnetische Weglänge (in mm)

Erläuterungen zu den Diagrammen

Die Kurven $\mu_{rev} = f(H_{-})$ dienen zur überschlägigen Ermittlung der Änderung der Wechselfeldpermeabilität (μ_{rev}) bzw. des A_L-Wertes durch eine Vormagnetisierung. Sie sind besonders für Anwendung von Schalenkernspulen als Übertrager von Interesse, da man bei Spulen mit hohen Konstanzanforderungen (bei Filterspulen und dergleichen) eine Vormagnetisierung möglichst vermeiden soll. Bei geometrisch ähnlichen Schalenkernen genügt für die Ermittlung der reversiblen Permeabilität eines Schalenkernwerkstoffes in guter Näherung nur die effektive Permeabilität des jeweiligen Schalenkernes unter Benützung der angegebenen Kurven.

Für die Ermittlung des Verlaufes der reversiblen Permeabilität in Abhängigkeit von der vormagnetisierenden Gleichfeldstärke H_{-} entnimmt man aus den Unterlagen des Schalenkernes die dort angegebene effektive Permeabilität μ_e für den gewünschten A_L-Wert. Falls der Verlauf $\mu_{rev} = f(H_{-})$ für die betreffende effektive Permeabilität nicht unmittelbar eingezeichnet ist, kann die Kurve durch Interpolation zwischen zwei angegebenen Kurven ermittelt werden. Die zugehörige Gleichfeldstärke H_{-} läßt sich gemäß angegebener Gleichung berechnen, wobei die effektive magnetische Weglänge l_e ebenfalls den Schalenkernunterlagen zu entnehmen ist.

Die Kurven werden ermittelt bei 20 °C und 800 Hz.

Beispiel

Schalenkern 26 ⌀×16, (B 65671)

Werkstoff SIFERRIT N 22

A_L = 400 nH; μ_e = 127,5; l_e = 37,5 mm

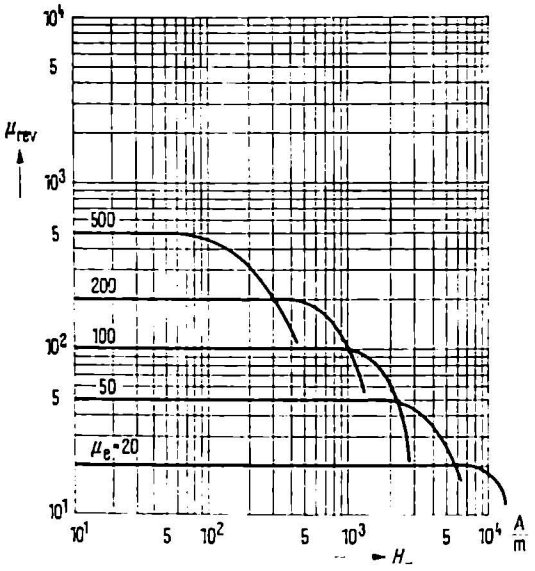
Der Abfall der Permeabilität durch Vormagnetisierung tritt ab einer Gleichfeldstärke von etwa 600 A/m auf.

Dies entspricht einer Gleichstromdurchflutung von

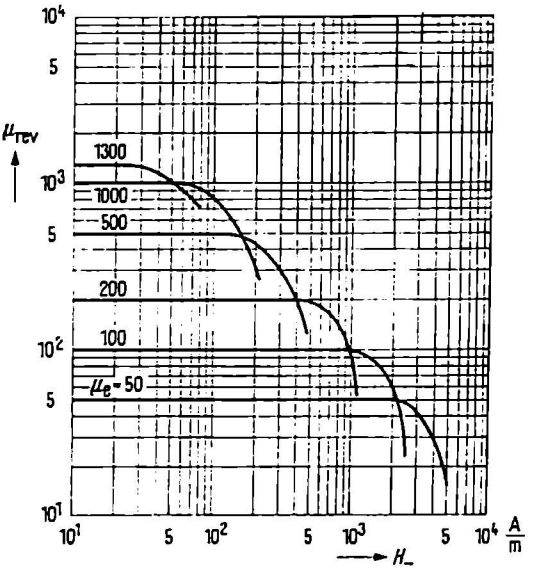
$I \cdot N = H_{-} \cdot l_e = 600 \cdot 37{,}5 \cdot 10^{-3} = 22{,}5$ A.

Gleichstrom-Vormagnetisierung

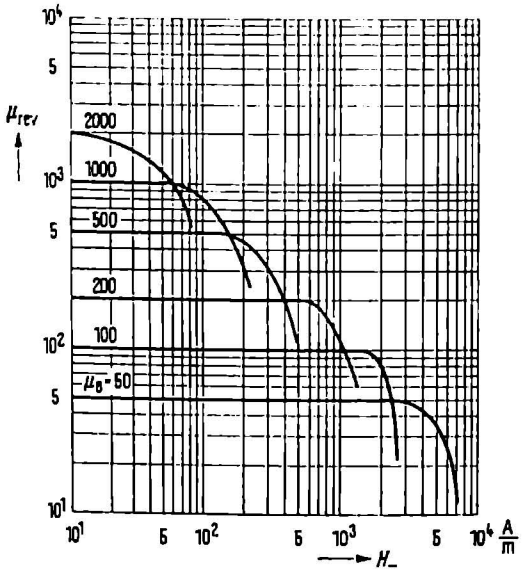
M 25, M 33



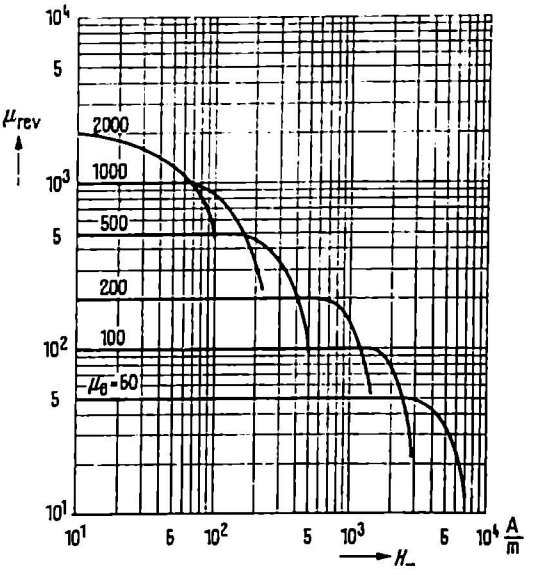
N 22



T 26



N 28



Berechnungsbeispiel

Gefordert werde eine SIFERRIT-Schalenkernspule mit einer Induktivität von 640 µH und einer Mindestgüte von $Q = 400 \left(\tan \delta_L = \frac{1}{Q} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}\right)$ für eine Frequenz von 500 kHz. Der Temperaturbeiwert α_e dieser Spule soll bei $100 \cdot 10^{-6}$/K liegen.

a) Werkstoff-Auswahl

Nach der Werkstofftabelle auf den Seiten 548 und 549 und den Kurven tan δ/μ_i kommt für 500 kHz der Werkstoff M 33 in Frage.

b) Wahl des A_L-Wertes

Die Güte- und *TK*-Bedingungen erfordern einen Schalenkern mit Luftspalt. Der bezogene Temperaturbeiwert α/μ_i von SIFERRIT M 33 beträgt nach der Werkstofftabelle im Mittel etwa $1{,}9 \cdot 10^{-6}$/K. Nachdem der gewünschte α_e des Schalenkernes mit Luftspalt bei etwa $100 \cdot 10^{-6}$/K liegen soll, folgt für die effektive Permeabilität

$$\frac{\alpha}{\mu_i} = \frac{\alpha_e}{\mu_e}; \qquad \mu_e = \alpha_e \cdot \frac{\mu_i}{\alpha} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{\text{K}} \cdot \frac{1 \cdot \text{K}}{1{,}9 \cdot 10^{-6}} = 52{,}6$$

Beim Schalenkern 18 ⌀×11 (B 65651) ist $\mu_e = 48{,}0$ für $A_L = 100$ nH

beim Schalenkern 22 ⌀×13 (B 65661) ist $\mu_e = 39{,}8$ für $A_L = 100$ nH.

c) Wahl des Wickelmaterials

Für das Gebiet um 500 kHz hat sich Hochfrequenzlitze 45×0,04 CuLS sehr gut bewahrt. Aus der Litzentabelle ergeben sich ein Litzen-Außendurchmesser einschließlich Isolation von 0,44 mm und ein mittlerer Widerstandswert von 0,316 Ω/m. Es wird empfohlen, stets den wahren Litzen-Außendurchmesser der zur Verfügung stehenden Litze zu messen und der Berechnung zugrunde zu legen.

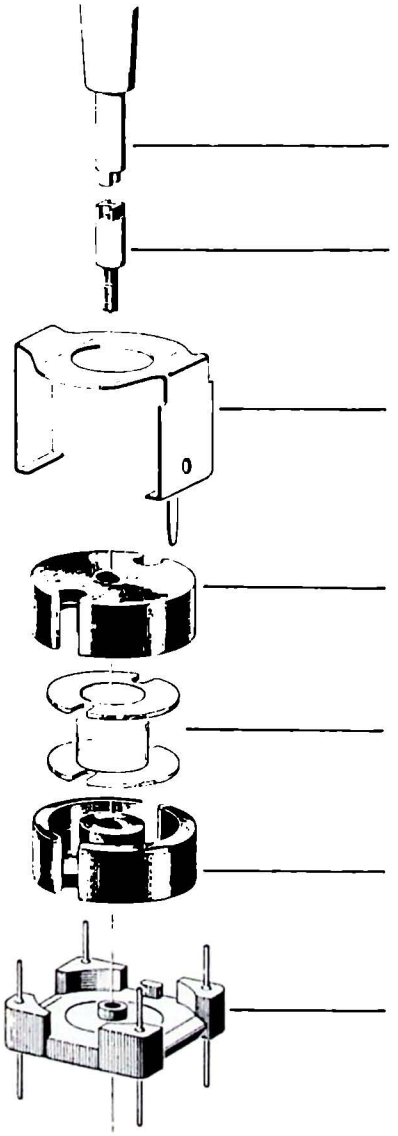
d) Ermittlung der Windungszahl und der Bauform

Für den A_L-Wert 100 nH ergibt sich aus dem Nomogramm auf Seite 558 für die Induktivität von 640 µH die Windungszahl 80. Aus dem Spulenkörper-Nomogramm (Seite 561) entnimmt man, daß für einen Drahtaußendurchmesser von 0,39 mm auf dem zweikammerigen Spulenkörper des Schalenkerntyps 18 ⌀ ×11 (B 65651) 80 Windungen unterzubringen sind. Man kann also diesen Typ mit einem zweikammerigen Spulenkörper wählen.

e) Drahtbedarf und Gleichstromwiderstand

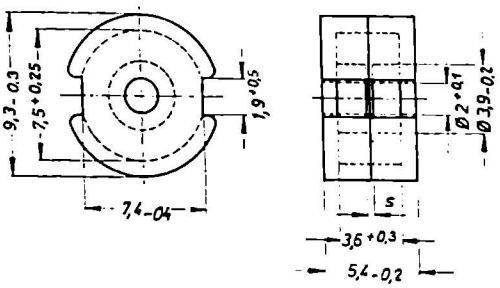
Die mittlere Windungslänge l_N beträgt für diesen Spulenkörper 35,6 mm. Es werden also für die Wicklung 80×35,6 = 2850 mm HF-Litze zuzüglich beispielsweise 2×10 cm für die Endenlänge, also insgesamt 3,05 m benötigt. Nachdem der Widerstandswert dieser Litze im Mittel 0,316 Ω/m beträgt, ergibt sich ein Gleichstromwiderstand R_{Cu} von 3,05 m · 0,316 Ω/m ≈ 0,97Ω (gemessen wurde z. B. 0,92 Ω). Es sei hier eingefügt, daß die in der Tabelle angegebenen mittleren Windungslängen l_N sich stets auf die voll ausgewickelten Spulenkörper beziehen; im Bedarfsfalle ist eine dementsprechende Korrektur vorzunehmen.

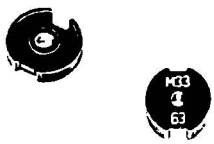
Bauform für geätzte Schaltungen, Einzelteile – Übersicht



Einzelteile	Bauform
Abgleichschraubenzieher (nur für Montage)	B 63399
hierzu passend Griff	B 63399
Abgleichschraube	B 65518
Bügel	B 65518
Schalenkern	B 65517
Spulenkörper	B 65522
Schalenkern	B 65517
Anschlußträger mit Gewindeführung; 4 oder 6 Lötanschlüsse	B 65518

Schalenkerne ⌀ 9 × 5 (genormt)





Schalenkerne nach DIN 41 293 bzw. IEC-Publikation 133

Gewicht ≈ 0,8 g/Satz

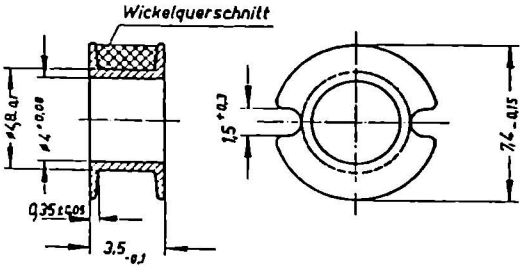
Magnetische Daten

magn. Formfaktor $\Sigma l/A$ = 1,25 mm^{-1}; eff. magn. Querschnitt A_e = 10 mm^2
eff. magn. Weglänge l_e = 12,4 mm; eff. magn. Volumen V_e = 120 mm^3

A_L-Wert nH	Toleranz	SIFERRIT-Werkstoff	Gesamtluftspalt s in mm ≈	effektive Permeabilität μ_e	Bestellbezeichnung
mit Luftspalt					
16	± 3% ≙ A	K 12	0,8	16	B 65517-A0016-A012
25		K 1	0,45	25	B 65517-A0025-A001
40			0,26	40	B 65517-A0040-A001
40		M 33	0,37	40	B 65517-A0040-A033
63			0,2	63	B 65517-A0063-A033
63		N 22	0,23	63	B 65517-A0063-A022
100			0,12	99,5	B 65517-A0100-A022
100		N 28	0,1	99,5	B 65517-A0100-A028
160			0,06	159	B 65517-A0160-A028
250			0,03	249	B 65517-A0250-A028
250	± 10% ≙ K	T 26	0,03	249	B 65517-A0250-K026
ohne Luftspalt					
95	+ 30% − 20% ≙ R	K 1			B 65517-A0000-R001
850		N 22			B 65517-A0000-R022
1200		T 26			B 65517-A0000-R026
2500		N 30			B 65517-A0000-R030
5000	+40 −30% ≙ Y	T 38			B 65517-A0000-Y038

Spulenkörper −60 bis +120 °C

Spulenkörper nach DIN 41 294 aus 11-Polyamid GV
Angaben zur Bewicklung siehe Seite 561.



Anzahl der Kammern	nutzbarer Wickel-quer-schnitt A_N mm²	mittlere Windungs-länge l_N mm	A_R-Wert [1] µΩ	Gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung
1	2,8	18,5	220	0,05	B 65522-A 0000-R 001

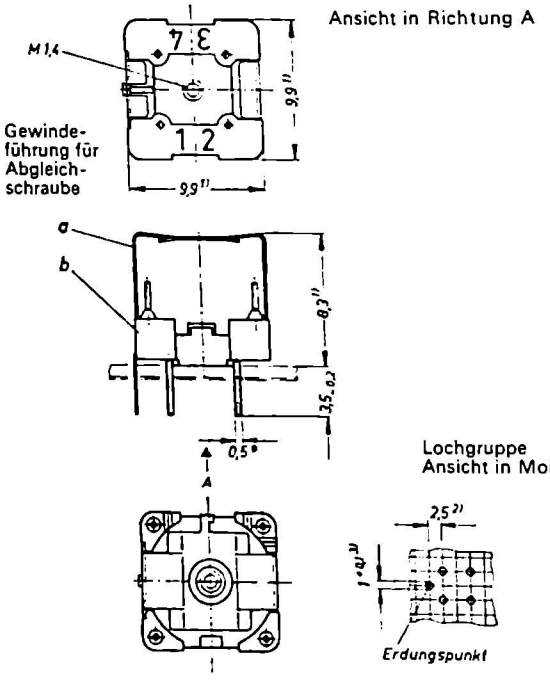
[1] $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$
Gleichstromwiderstand = A_R · Windungszahl²
Der A_R-Wert ist hier für einen Kupferfüllfaktor f_{Cu} = 0,5 angegeben.

Schalenkerne ⌀ 9 × 5

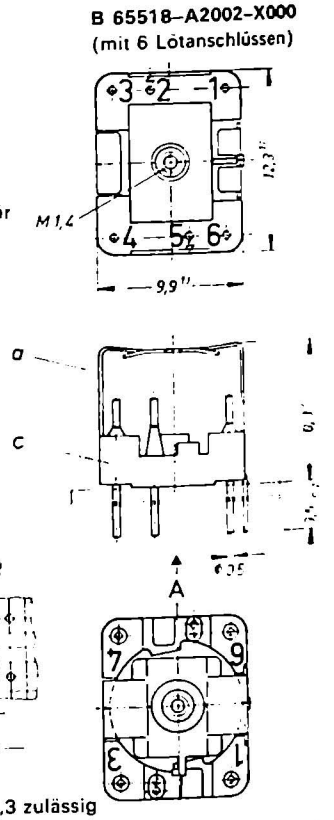
Bügelhalterungen für geätzte Schaltungen −60 bis +120 °C

Bügelhalterungen mit Schnappverschluß
Anschlußträger aus Polycarbonat GV
Bügel federnd aus 0,25 mm starkem Neusilberblech
Befestigung durch die an den Lötanschlüssen befindlichen Stifte
Gewicht ≈ 0,6 g (4 Lötanschlüsse)
≈ 0,7 g (6 Lötanschlüsse)

B 65518–A2001–X000
(mit 4 Lötanschlüssen)



B 65518–A2002–X000
(mit 6 Lötanschlüssen)

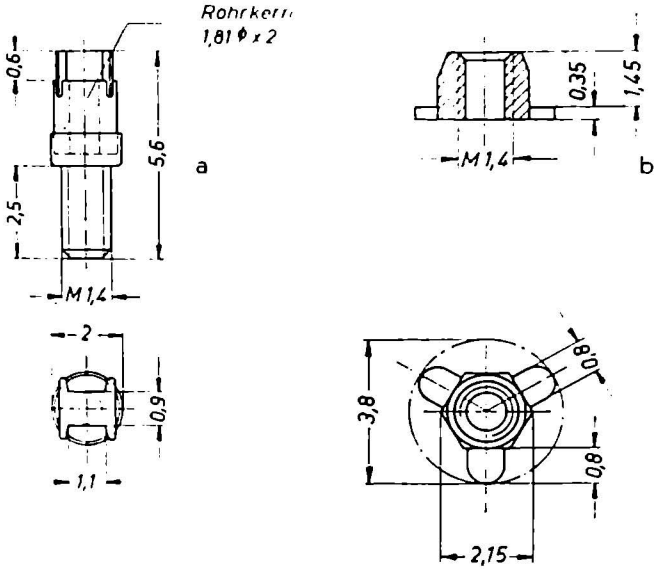


[1]) Größtmaß [2]) auch Teilung 2,54 zulässig [3]) auch Bohrung 1,3 zulässig

Bestellbezeichnung B 65518-A 2001-X 000 (komplette Halterung mit 4 Lötanschlüssen)			Bestellbezeichnung B 65518-A 2002-X 000 (komplette Halterung mit 6 Lötanschlüssen)		
Teile der Halterung		Bestellbezeichnung	Teile der Halterung		Bestellbezeichnung
a	1 Bügel	C 61035-A 18-C 7	a	1 Bügel	C 61035-A 18-C 7
b	1 Anschluß-träger (mit Gewinde-führung)	C 61035-A 18-B 6	c	1 Anschluß-träger (mit Gewinde-führung)	C 61035-A 18-B 7

Auf Wunsch können Zeichnungsunterlagen zum Bau von Montagevorrichtungen geliefert werden.
Bestellbezeichnung C 61407-A4-A1 (4 Lötanschlüsse), C 61407-A4-A2 (6 Lötanschlüsse)

Abgleichelemente −60 bis +120 °C



Abgleichschraube (a) B 65518-A3•••-X•••, bestehend aus einem SIFERRIT- oder SIRUFER-Rohrkern mit angespritztem Kunststoffgewinde aus Polyacetal und 4 Nocken, die als Kernbremse wirken;

passend für

Anschlußträger B 65518-A2•••-X••• aus Polycarbonat GV mit eingespritztem Führungsgewinde;

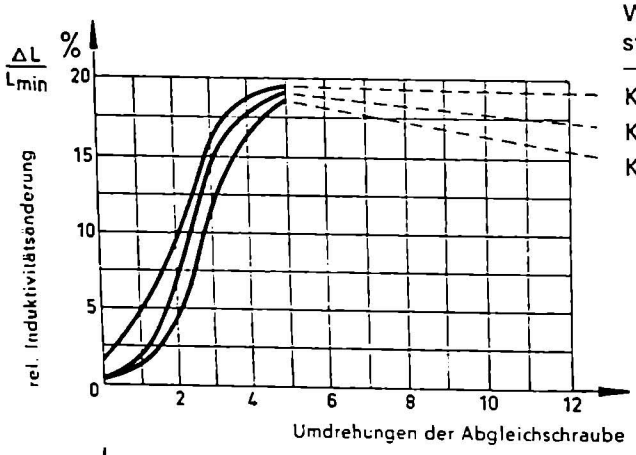
Gewindeflansch (b) B 65539-J1001-X000 aus 11 Polyamid GV ist nur erforderlich, wenn keine Halterung verwendet wird;

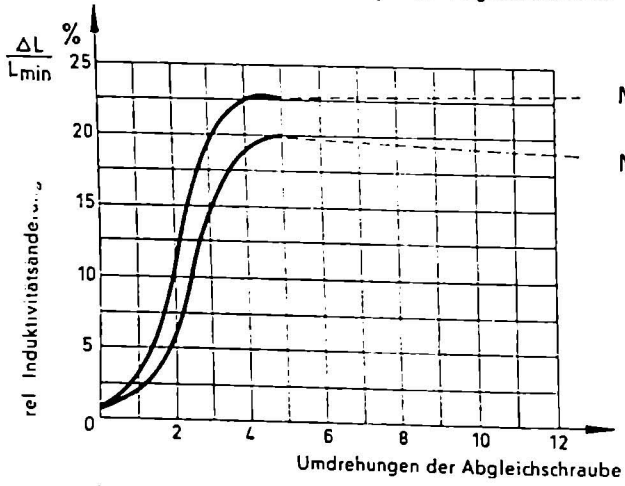
Abgleichschraubenzieher B 63399-B0004-X000.

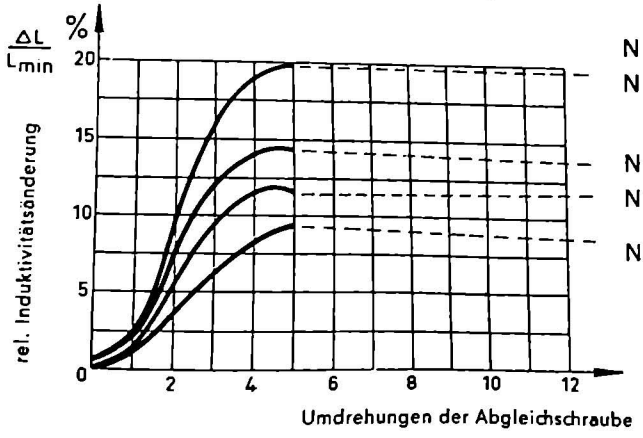
für Schalenkerne B65517		Abgleichschraube			
Werkstoff	A_L-Wert nH	Zeichnungsnummer	Werkstoff des Abgleichkernes	Kennfarbe	Bestellbezeichnung
K 12	16	C61035-A18-B14	Si 1s	braun	B65518-A3000-X101
K 1	25				
	40	C61035-A18-B13	K 1	blau	B65518-A3000-X001
M 33	40	C61035-A18-B14	Si 1s	braun	B65518-A3000-X101
	63	C61035-A18-B13	K 1	blau	B65518-A3000-X001
N 22	63	C61035-A18-B14	Si 1s	braun	B65518-A3000-X101
	100	C61035-A18-B12	N 22	grün	B65518-A3000-X022
N 28	100				
	160				
	250				

Schalenkerne ⌀ 9 × 5

Induktivitätsabgleichkurven





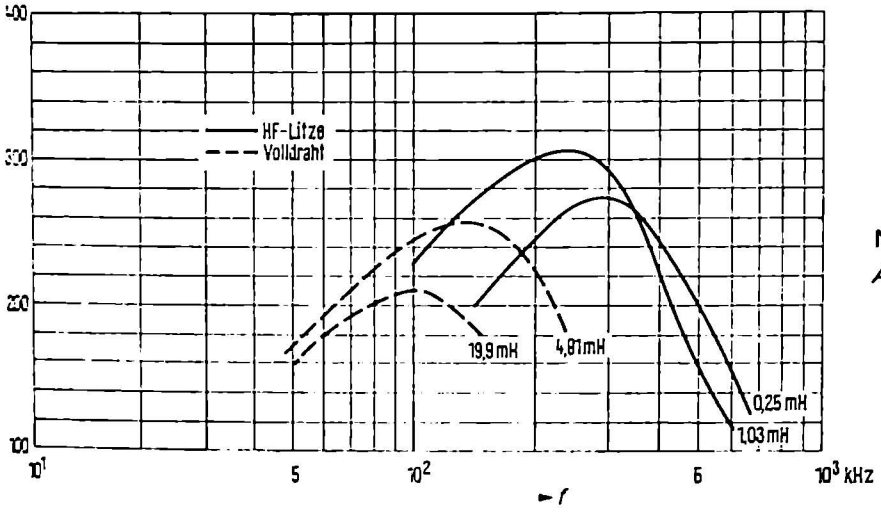


Schalenkern		Abgleichelemente
Werkstoff	A_L-Wert	Abgleichschraube
K 12	16	B65518-A3000-X101
K 1	40	B65518-A3000-X001
K 1	25	B65518-A3000-X101
M 33	63	B65518-A3000-X001
M 33	40	B65518-A3000-X101
N 22	100	B65518-A3000-X022
N 28	100	B65518-A3000-X022
N 22	63	B65518-A3000-X101
N 28	160	B65518-A3000-X022
N 28	250	B65518-A3000-X022

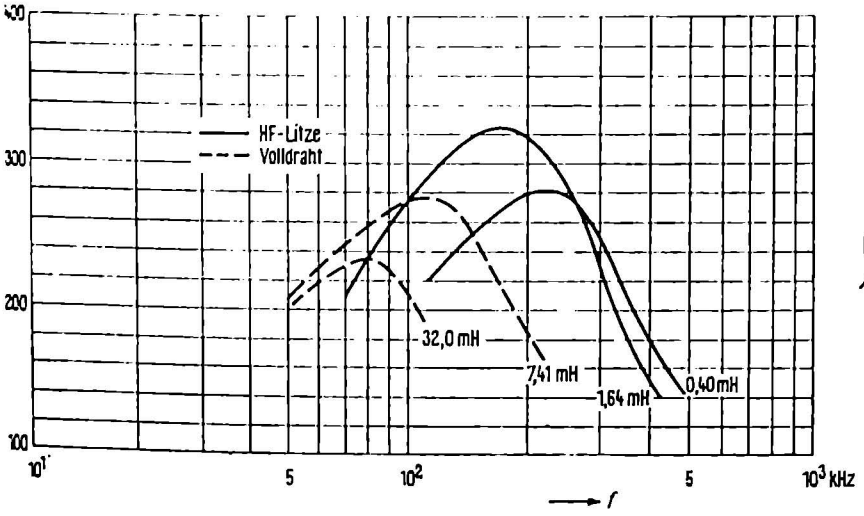
Gütekurven; Werkstoff N 28

L (mH) für A_L = 100 nH	L (mH) für A_L = 160 nH	Windungen	Draht, HF-Litze	Anzahl der Kammern
19,9	32,0	450	0,07 CuL	1
4,91	7,41	250	0,1 CuL	1
1,03	1,64	100	1×12×0,04 CuL	1
0,25	0,40	50	1×15×0,04 CuLS	1

Induktion im Kern
$\hat{B} < 3$ mT



N 28 (Richtwerte)
A_L = 100 nH



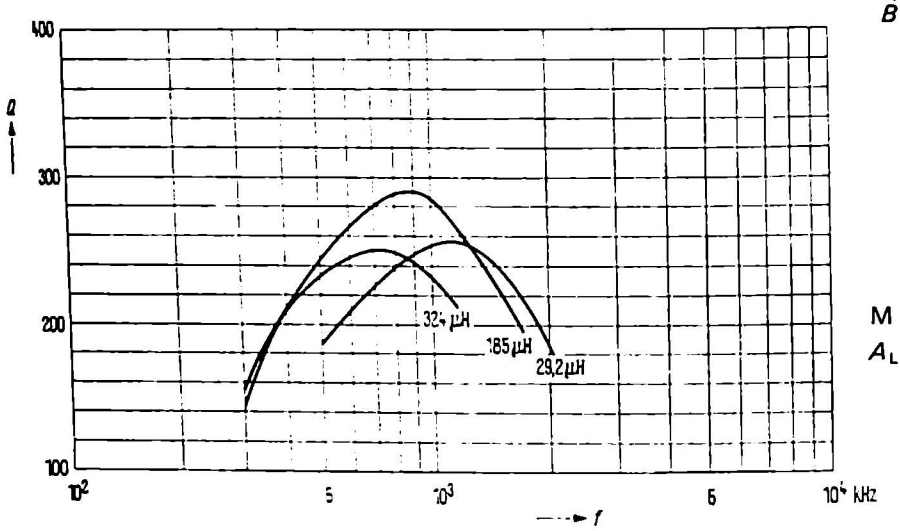
N 28 (Richtwerte)
A_L = 160 nH

Schalenkerne ⌀ 9 × 5

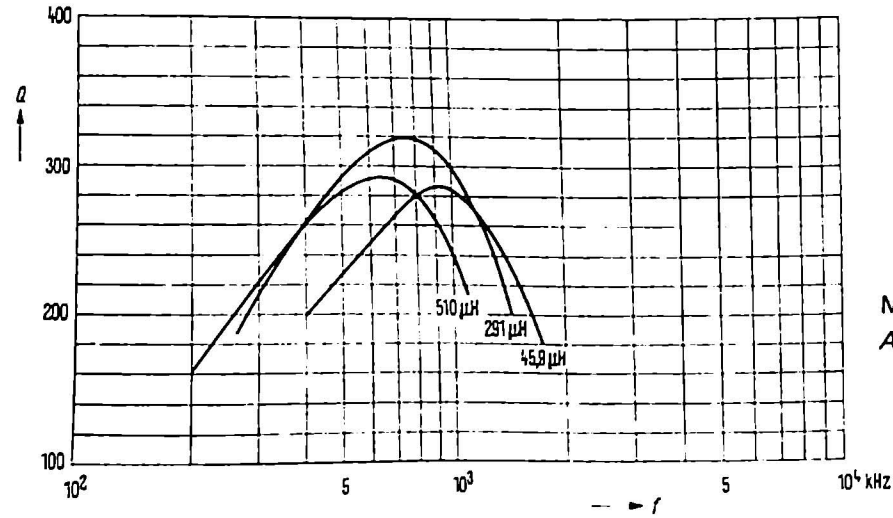
Gütekurven; Werkstoff M 33

L (μH) für A_L = 40 nH	L (μH) für A_L = 63 nH	Windungen	HF-Litze	Anzahl der Kammern
324	510	90	1× 5×0,05 CuLS	1
185	291	68	1×12×0,04 CuLS	1
29,2	45,9	27	1×30×0,04 CuLS	1

Induktion im Kern
$\hat{B} < 2$ mT



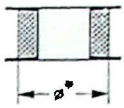
M 33 (Richtwerte)
A_L = 40 nH



M 33 (Richtwerte)
A_L = 63 nH

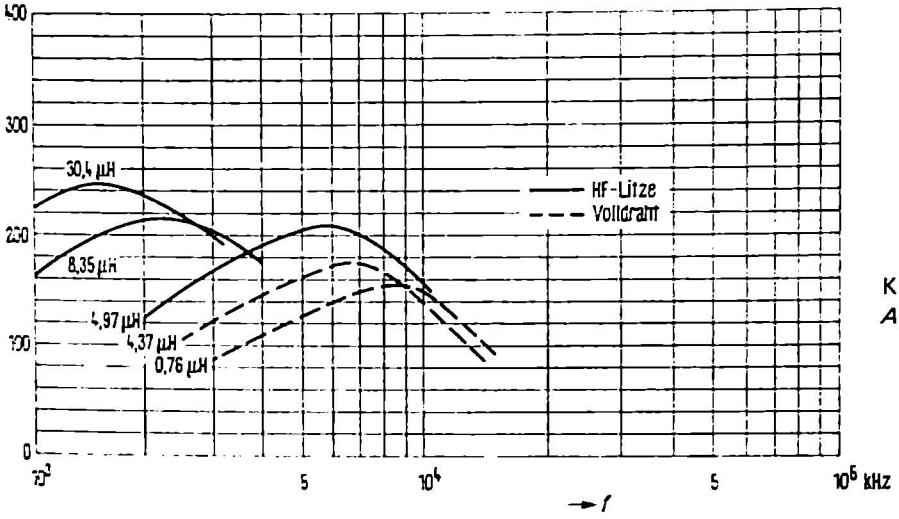
Gütekurven; Werkstoff K 1

L (µH) für A_L = 25 nH	L (µH) für A_L = 40 nH	Windungen	Draht; HF-Litze	Anzahl der Kammern	⌀ mm*
4,37	6,21	12	0,20 CuL	1	6,7
0,76	1,08	5	0,50 CuL	1	6,0
30,4	47,3	35	1 · 20 · 0,04 CuLS	1	—
8,35	12,2	18	1 · 20 · 0,04 CuLS	1	—
4,97	7,2	13	1 · 12 · 0,04 CuLS	1	6,7

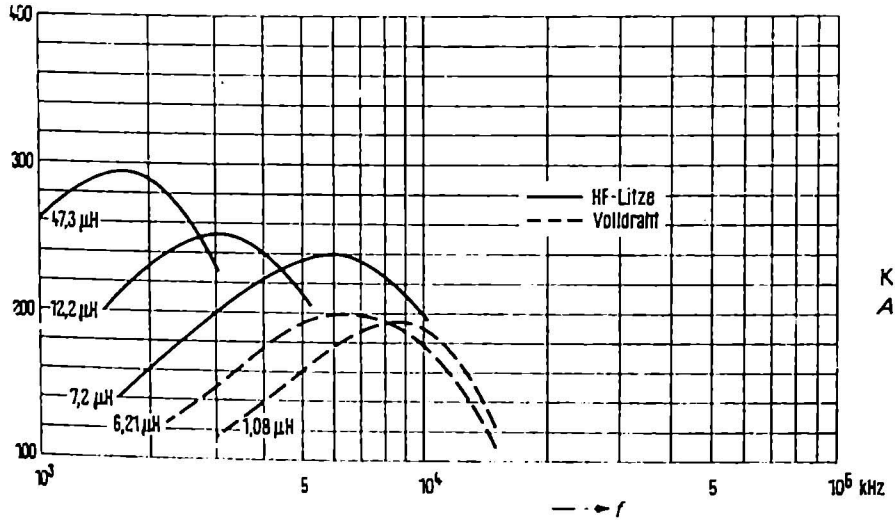


Bis zum Durchmesser* mit Styroflexband ausgewickelt

Induktion im Kern $\hat{B} < 0{,}6$ mT



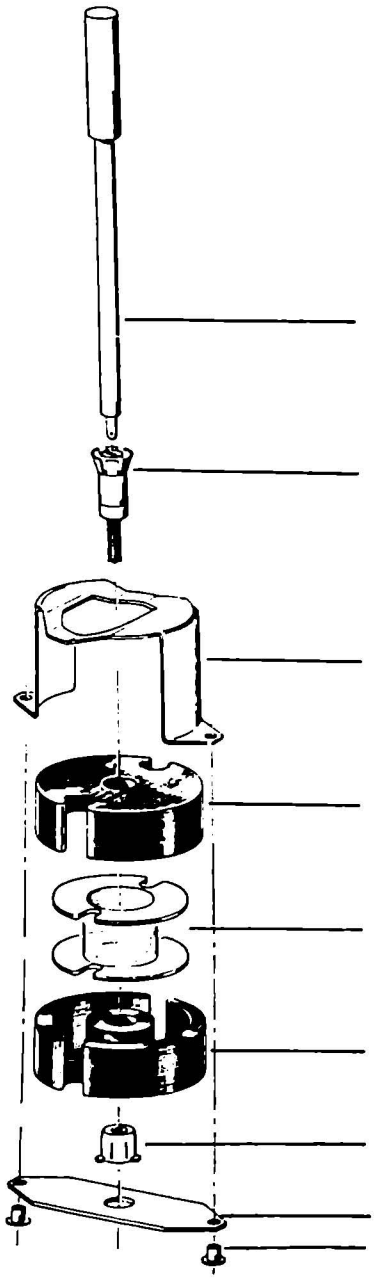
K 1 (Richtwerte)
A_L = 25 nH



K 1 (Richtwerte)
A_L = 40 nH

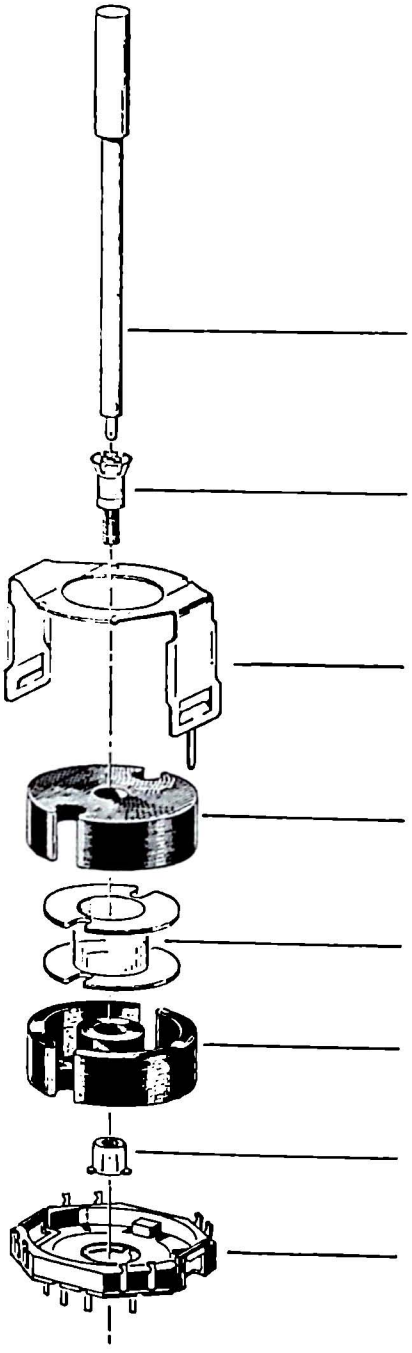
Schalenkerne ⌀ 26 × 16

Bauform für Chassismontage; Einzelteile – Übersicht



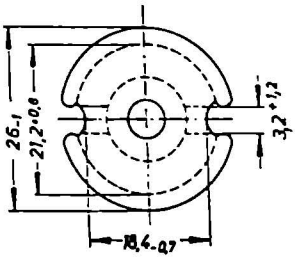
Einzelteile	Bauform
Abgleichschraubenzieher (nur für Montage)	B63399
Abgleichschraube für große A_L-Werte	B65679
oder für kleine A_L-Werte	B65579
Gewindekern	B63310
Bügel	B65673
Schalenkern	B65671
Spulenkörper mit 1, 2 oder 3 Kammern	B65672
Schalenkern	B65671
Gewindeflansch oder	B65679
Gewindehülse	B65579
Grundplatte und 2 Rohrniete	B65673

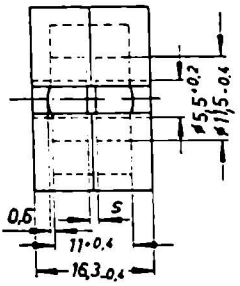
Bauform für geätzte Schaltungen; Einzelteile – Übersicht



Einzelteile	Bauform
Abgleichschraubenzieher (nur für Montage)	B63399
Abgleichschraube für große A_L-Werte	B65679
oder für kleine A_L-Werte Gewindekern	B65579
	B63310
Bügel	B65675
Schalenkern	B65671
Spulenkörper mit 1, 2 oder 3 Kammern	B65672
Schalenkern	B65671
Gewindeflansch oder Gewindehülse	B65679 B65579
Anschlußträger mit 8 Lötanschlüssen	B65679

Schalenkerne ⌀ 26 × 16 (genormt)





Schalenkerne nach DIN 41 293 bzw. IEC-Publikation 133
Gewicht ≈ 21 g/Satz

Magnetische Daten

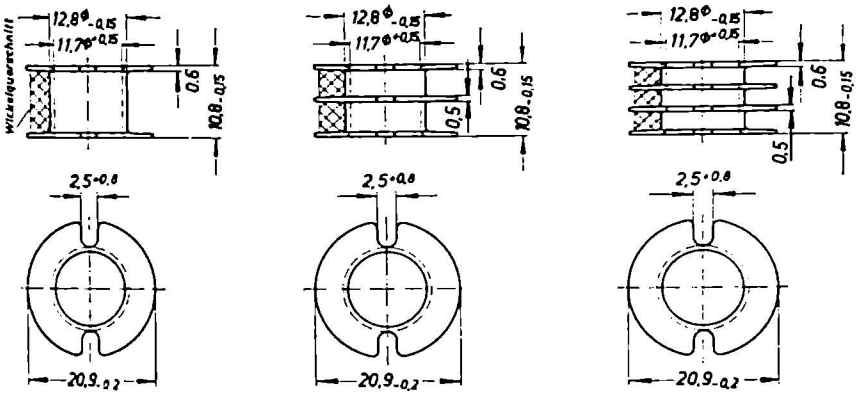
magn. Formfaktor $\Sigma l/A$ = 0,4 mm^{-1}; eff. magn. Querschnitt A_e = 94 mm^2
eff. magn. Weglänge l_e = 37,5 mm; eff. magn. Volumen V_e = 3520 mm^3

A_L-Wert nH	Toleranz	SIFERRIT-Werkstoff	Gesamtluftspalt s in mm ≈	effektive Permeabilität μ_e	Bestellbezeichnung
mit Luftspalt					
63	± 3% ≙ A	K 1	2,28	20	B65671-L0063-A001
100			0,90	31,9	B65671-L0100-A001
100		M 33	1,52	31,9	B65671-L0100-A033
160			0,78	51	B65671-L0160-A033
160		N 22	0,80	51	B65671-L0160-A022
250			0,40	79,5	B65671-L0250-A022
315			0,32	100	B65671-L0315-A022
400			0,22	127,5	B65671-L0400-A022
630			0,12	200	B65671-L0630-A022
315		N 28	0,34	100	B65671-L0315-A028
400			0,24	127,5	B65671-L0400-A028
630			0,15	200	B65671-L0630-A028
800			0,11	255	B65671-L0800-A028
1000	± 5% ≙ J	T 26	0,10	319	B65671-L1000-J026
1600	± 10% ≙ K		0,05	510	B65671-L1600-K026
ohne Luftspalt					
270	+30 −20 % ≙ R	K1			B65671-L0000-R001
3300		N 22			B65671-L0000-R022
4900		T 26			B65671-L0000-R026
9000		N 30			B65671-L0000-R030
20000	+40 −30 % ≙ Y	T 38			B65671-L0000-Y038

Die Schalenkerne B 65671-L••••-A••• sind auch mit bereits eingeklebter flanschloser Gewindehülse lieferbar. **Bestellbezeichnung** B 65671-N••••-••••.

Spulenkörper **−60 bis +120 °C**

Spulenkörper nach DIN 41 294
aus Polyacetal GV bzw. Polycarbonat
Angaben zur Bewicklung siehe Seite 561



Anzahl der Kammern	nutzbarer Wickelquerschnitt A_N einer Kammer mm²	nutzbarer Wickelquerschnitt A_N insgesamt mm²	mittlere Windungslänge l_N mm	A_R-Wert [1] µΩ	Gewicht ≈ g	Werkstoff	Bestellbezeichnung
1	32	32	52	55	0,4	Polyacetal GV Polycarbonat	B65672-A0000-H001 B65672-A0000-M001
2	15	30		59	0,5	Polyacetal GV Polycarbonat	B65672-A0000-H002 B65672-A0000-M002
3	9,6	28,8		61	0,6	Polyacetal GV Polycarbonat	B65672-A0000-H003 B65672-A0000-M003

[1] $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$
Gleichstromwiderstand = A_R · Windungszahl²
Der A_R-Wert ist hier für einen Kupferfüllfaktor f_{Cu} = 0,5 angegeben.

Schalenkerne ⌀ 26 × 16

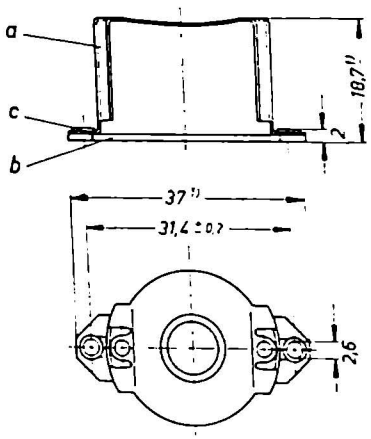
Bügelhalterung für Chassismontage **−60 bis +120 °C**

Bügelhalterung
mit Metallgrundplatte (b)

Bügel (a) federnd aus 0,4 mm starkem Neusilberblech
Befestigung durch Schrauben oder Niete (c)

Gewicht ≈ 7 g

B65673-A0006-X000
(ohne Lötanschlüsse)



¹) Großtmaß

Bestellbezeichnung B65673-A0006-X000
(Komplette Halterung ohne Lötanschlüsse)

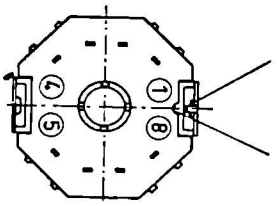
Teile der Halterung		Bestellbezeichnung
a	1 Bügel	C60358-B3181-C116
b	1 Platte	C60358-B3181-C117
c	2 Rohrniete	C60358-B3059-C106

Bügelhalterung für geätzte Schaltungen **−60 bis +120 °C**

Bügelhalterung mit Schnappverschluß
Anschlußträger aus Polycarbonat GV
Bügel federnd aus 0,4 mm starkem Neusilberblech
Befestigung durch die an den Lötanschlüssen befindlichen Stifte

Gewicht ≈ 7 g

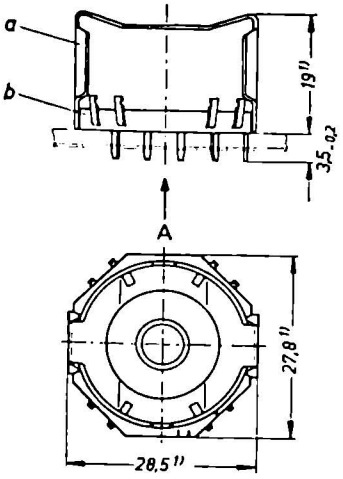
B65675-A0005-X000
(mit 8 Lötanschlüssen)



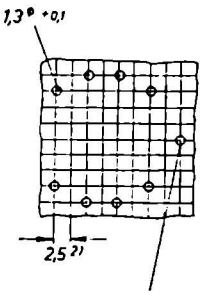
Erdungsstift

Ansicht in Richtung A

Diese Aussparung muß auf der Seite des Erdungsstiftes liegen, dann ist sicheres Einrasten des Bügels gewährleistet.



Lochgruppe
Ansicht in Montagerichtung



Erdungspunkt 1) Größtmaß 2) Auch Teilung 2,54 zulässig

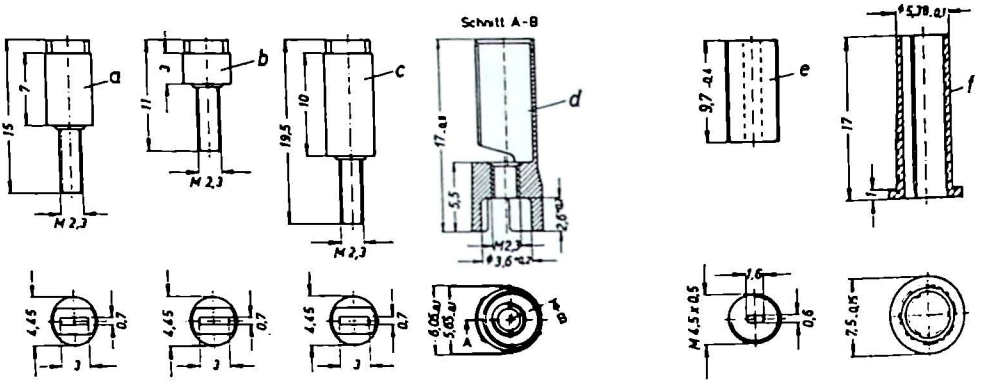
Bestellbezeichnung B65675-A0005-X000
(Komplette Halterung mit 8 Lötanschlüssen)

Teile der Halterung		Bestellbezeichnung
a	1 Bügel	C61035-A11-C2
b	1 Anschlußträger (mit 8 Lötfahnen)	C61035-A11-B1

Auf Wunsch können Zeichnungsunterlagen zum Bau einer Montagevorrichtung geliefert werden. Bestellbezeichnung C61407-A4-A8.

Schalenkerne ⌀ 26 × 16

Abgleichelemente für kleine A_L-Werte **−60 bis +120 °C**



Abgleichschraube (a, b, c) B 65579-A0•••-X•••, bestehend aus einem SIFERRIT-Rohrkern und einem eingespritzten Kunststoffgewinde aus 11 Polyamid GV,

passend für:

Gewindehülse (d) B 65579-J0001-X000 aus Polyacetal GV mit geschlitztem Schaft, der als Kernbremse wirkt.

Abgleichschraubenzieher B 63399-B0004-X000

oder wahlweise

Abgleichschraube (e) B 63310-A4001-X025 aus SIFERRIT; dieser Gewindekern schneidet sich selbst in die Hülse ein;

passend für:

Gewindehülse (f) B 65579-J0003-X000 aus 11 Polyamid GV.

Abgleichschraubenzieher B 63399-A0001-X000.

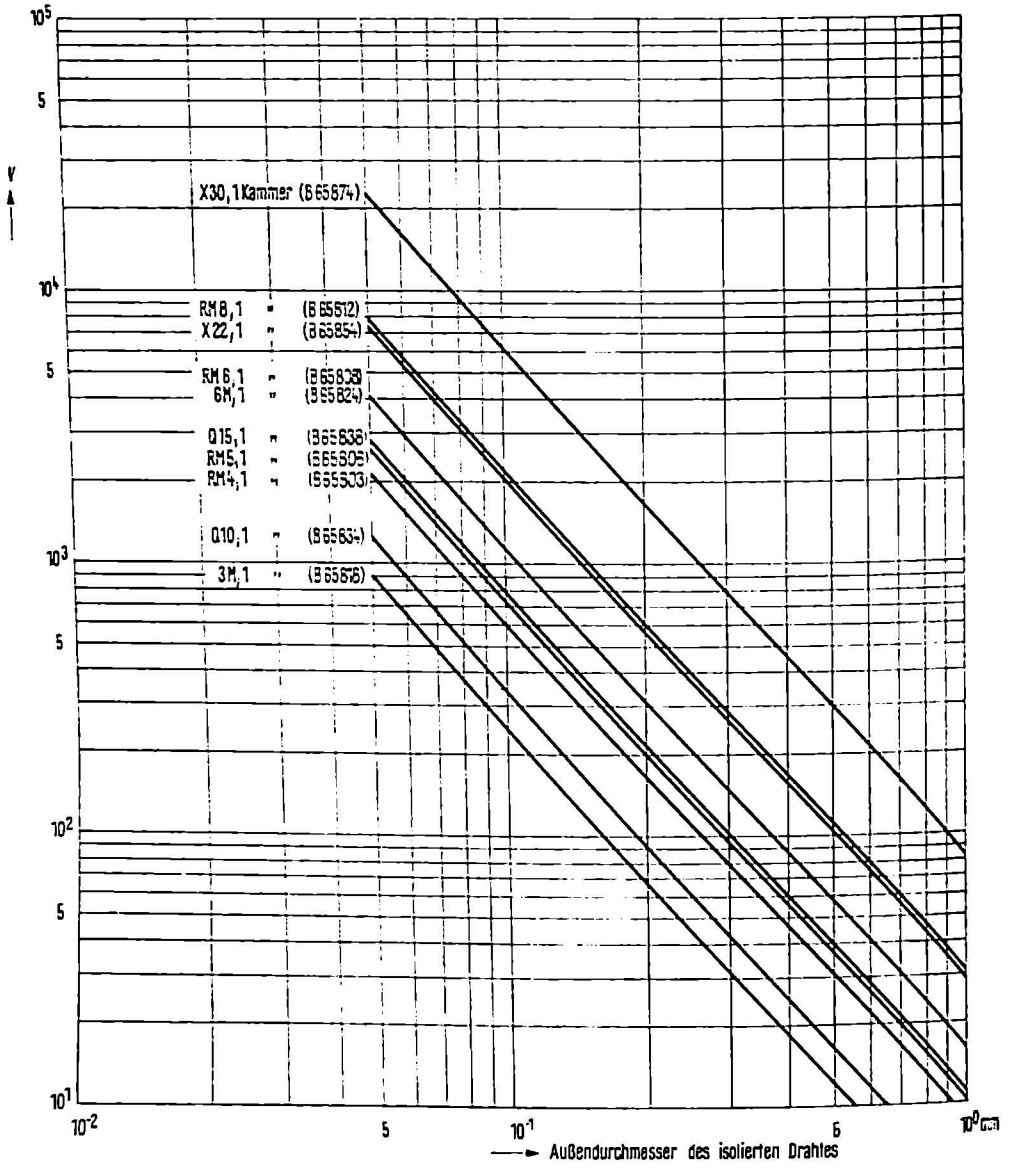
Abgleichelemente	Teil	Zeichnungs-nummer	Werkstoff des Abgleich-kernes	Kenn-farbe	Bestellbezeichnung
Gewindehülse	d	C61035-A11-C17			B65579-J0001-X000
zugehörige Abgleichschraube nach Wahl	a	C61035-A11-B31	N 23 [1])	rot	B65579-A0001-X023
	a	C61035-A11-B33	K 1	violett	B65579-A0001-X001
	b	C61035-A11-B36	N 23 [1])	rot	B65579-A0002-X023
	b	C61035-A11-B38	K 1	violett	B65579-A0002-X001
	c	C61035-A11-B41	N 23 [1])	rot	B65579-A0003-X023
	c	C61035-A11-B43	K 1	violett	B65579-A0003-X001
Gewindehülse	f	C60358-B3057-C43			B65579-J0003-X000
zugehöriger Gewindekern	e	C61021-A4-C51	M 25	weiß	B63310-A4001-X025

[1]) Bei Abgleichkernen entspricht der Werkstoff N 23 etwa dem Werkstoff N 22.

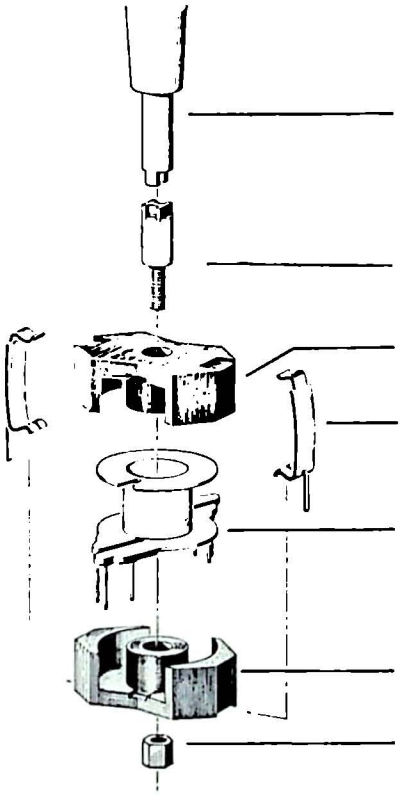
16.3. RM-, M-, Q-, X-Kerne, Übersicht

Kern-Typ	Einbauvolumen Grundfläche × Höhe mm	Bauform B...
RM4-Kern	$10^2 \times 10{,}5$	65803
RM5-Kern	$12{,}5^2 \times 10{,}5$	65805
RM6-Kern	$15^2 \times 12{,}5$	65807
RM8-Kern	$20^2 \times 16{,}5$	65811
RM14-Kern	$35^2 \times 28{,}5$	65887
3M-Kern mit Drehabgleich	$7{,}5^2 \times 8{,}5$	65817
6M-Kern mit Drehabgleich	$15^2 \times 14$	65823
Schalenkern ⌀ 11 × 7 mit Drehabgleich	$12^2 \times 10$	65915
Quaderschalen Q 10	$(11 \times 9) \times 11$	65833
Quaderschalen Q 15	$(16 \times 11) \times 14$	65837
X-Kern X 22	$22^2 \times 14$	65851
X-Kern X 30	$30^2 \times 23$	65871

Maximale Windungszahlen *N* für Spulenkörper mit Lötanschlußstiften



Einzelteile – Übersicht



Einzelteile	Bauform
Abgleichschraubenzieher (nur für Montage)	B63399
Abgleichschraube	B65539
Kern	B65805
Klammern	B65806
Spulenkörper	B65806
Kern	B65805
Gewindehülse	B65539

16.4. E-Kerne

Allgemeines

1. Kernform, Werkstoff

E-Kerne finden vorzugsweise in zusammengesetzter Form als E-Kernsätze (Mantelkerne) für Drosseln und Übertrager Verwendung. Sie werden aus dem SIFERRIT-Werkstoff T 26 und N 30 hergestellt und können ohne oder mit eingeschliffenem Luftspalt geliefert werden.

Die nachstehend aufgeführten Bauformen umfassen auch Kerne der EE-Reihe nach DIN 41 302. E 25-Kerne werden auch aus dem Werkstoff N 27 mit hoher Sättigungsinduktion hergestellt und eignen sich daher besonders für Gleichspannungswandler in Elektronenblitzgeräten sowie als Transduktorkern (EI 25) in Farbfernsehgeräten.

Gegenüber den entsprechenden Blech-Mantelkerntypen nach DIN 41 302 haben Ferrit-E-Kerne kleinere Wirbelstromverluste. Die im Normblatt DIN 41 301 für D1-Blech genannten Bedingungen über den Anstieg der Permeabilität mit der Feldstärke werden von SIFERRIT T 26 erfüllt.

Zur Sicherstellung eines einwandfreien Sitzes der zusammengesetzten E-Kerne werden die Stoßstellen geschliffen.

2. E-Kerne ohne Luftspalt

Da sich eine geringe Rauhigkeit der geschliffenen Flächen auch bei den besten heute erreichbaren Schliffgüten nicht vermeiden läßt, ist der übliche Begriff „ohne Luftspalt" nicht gleichbedeutend mit dem Luftspalt null. Bei den angegebenen A_L-Werten ist eine gewisse Schliffrauhigkeit an den Trennstellen berücksichtigt. Die A_L-Wert-Toleranz der E-Kerne ohne Luftspalt beträgt $^{+30}_{-20}$%.

3. E-Kerne mit Luftspalt

E-Kerne mit Luftspalt werden satzweise mit tolerierten A_L-Werten geliefert. Der Luftspalt ist symmetrisch in beiden Hälften eingeschliffen. Da E-Kerne auch stückweise mit Angabe des Teilluftspaltes im Handel üblich sind, haben wir auf den entsprechenden Seiten auch den Luftspalt in Abhängigkeit vom A_L-Wert angegeben.

4. Auslegung der Wicklung

Auf den Seiten 558 bis 561 sind Nomogramme für Windungszahl, Induktivität und A_L-Wert angegeben. Maximale Windungszahlen für Spulenkörper findet man auf Seite 586, Angaben über Wickelquerschnitte und mittlere Windungslängen von Spulenkörpern auf den diesbezüglichen Seiten.

5. Magnetische Form-Kenngrößen $\Sigma\, l/A$, l_e, A_e, V_e

Die für die Berechnung von Feldstärke, Induktion und Hystereseverlusten erforderlichen Kenngrößen sind auf den entsprechenden Seiten für E-Kernsätze angegeben.

Es gilt z. B.:

$$\mu_e = \frac{A_L \cdot \Sigma\, l/A}{\mu_0}$$ (siehe auch DIN-Entwurf 41 290 vom April 1966).

6. Vergleich zwischen E-Kernen und Schalenkernen

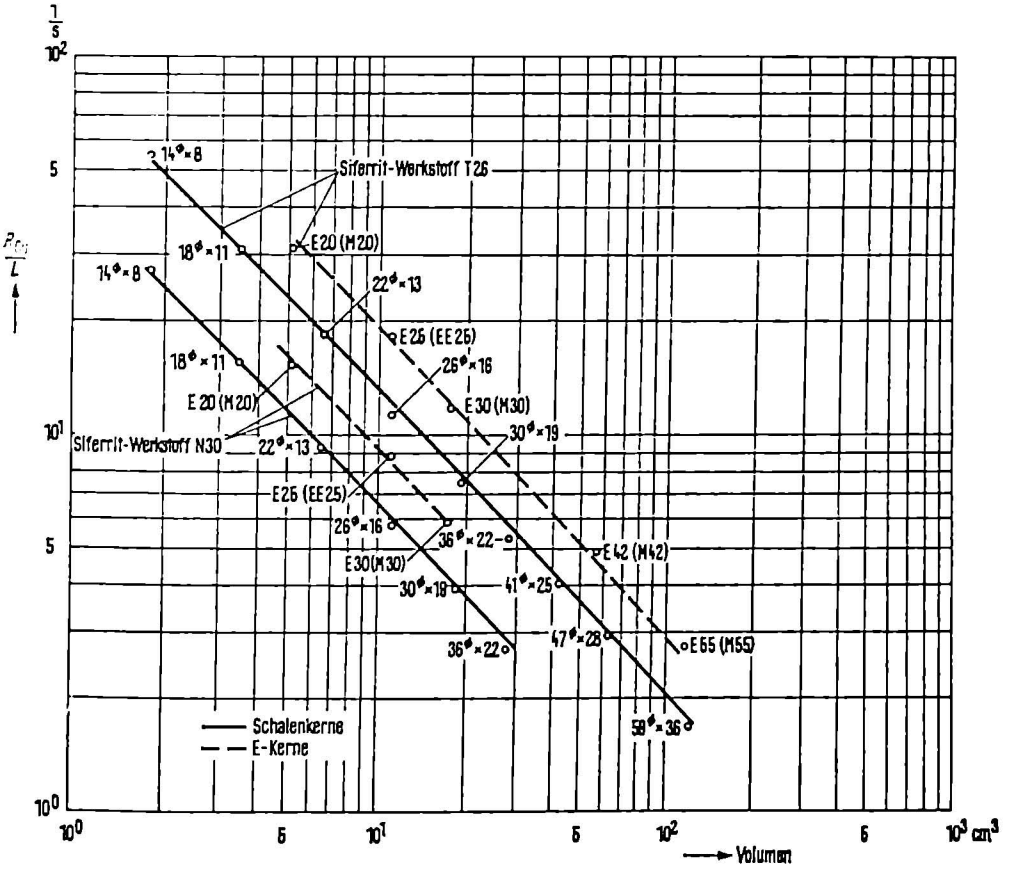
Schalenkerne sind im allgemeinen vorteilhafter als E-Kerne (kleineres Volumen, bessere Schirmung, einfachere Befestigung). Im folgenden Diagramm werden beide Kerntypen, jeweils aus SIFERRIT T 26 und N 30 (ohne Luftspalt), miteinander verglichen.

Die reziproke Gleichstrom-Zeitkonstante R_{Cu}/L – die bekanntlich bei einer Spule möglichst klein sein soll – ist über dem Kernvolumen aufgetragen.
Als Kernvolumen gelten hierbei

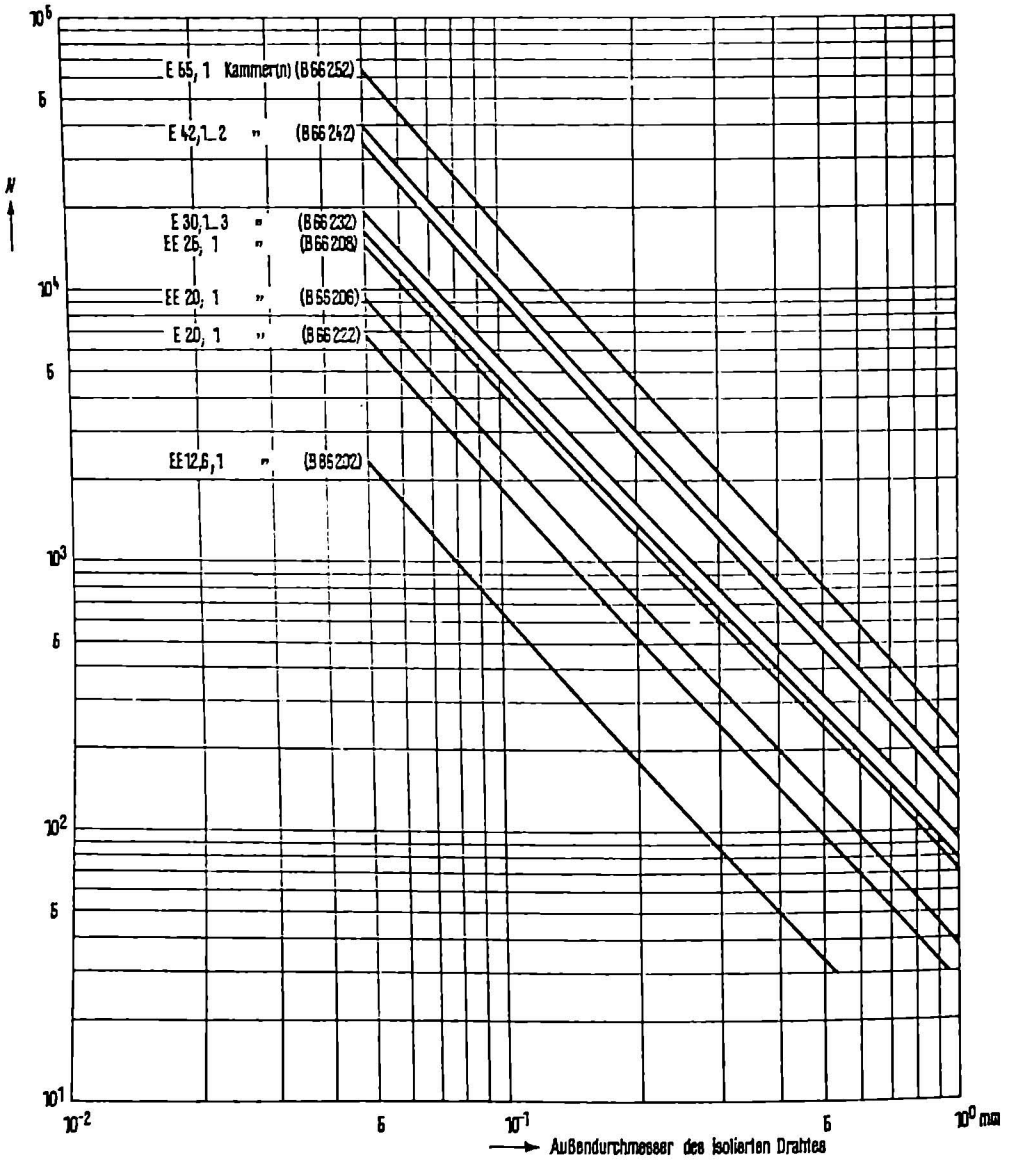
für E-Kerne:	der um den E-Kernsatz einschließlich Spulenkörper umschriebene Quader (ohne Befestigungsteile),
für Schalenkerne:	der um den Schalenkernsatz umschriebene Quader (ohne Befestigungsteile).

Es sind einkammerige, voll bewickelte Spulenkörper zugrunde gelegt; für die Wicklung wurde ein Kupferfüllfaktor von 0,5 angenommen.

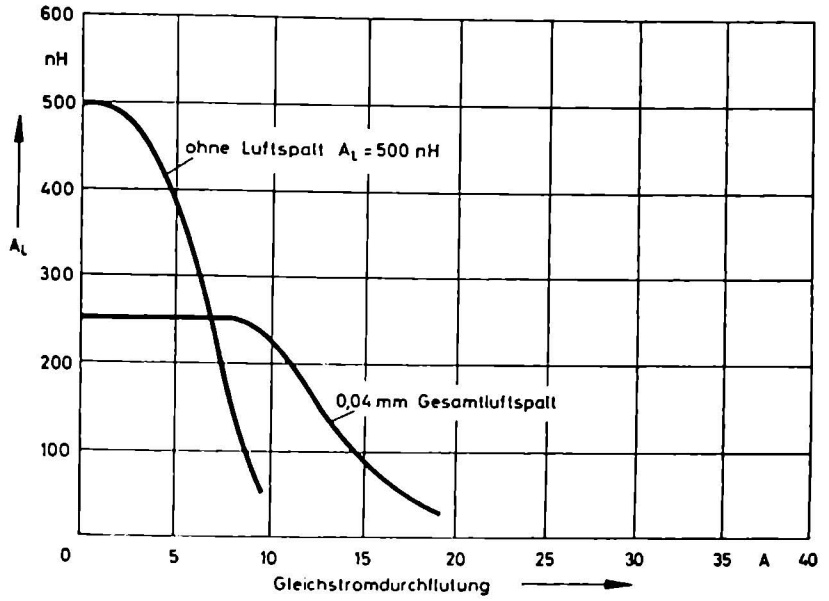
Reziproke Gleichstrom-Zeitkonstante in Abhängigkeit vom Volumen (Größenvergleich von Schalen- und E-Kernen für Werkstoffe T 26 und N 30)



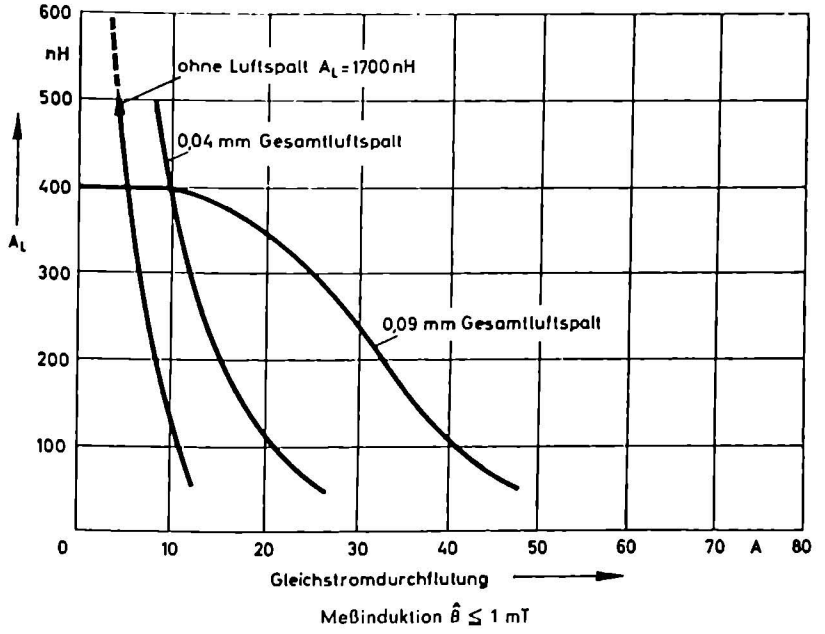
Maximale Windungszahlen *N* für Spulenkörper



Gleichstrom-Vormagnetisierung; Werkstoff T 26

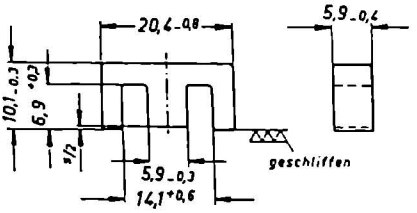


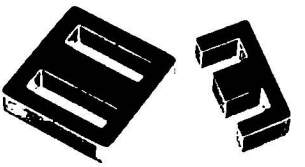
E 12,6 (EE 12,6)
B66201



E 25 (EE 25)
B66207

Meßinduktion $\hat{B} \leq 1$ mT





E-Kernsätze E 20 (EE 20)
(Norm in Vorbereitung)

Gewicht ≈ 7,3 g/Satz

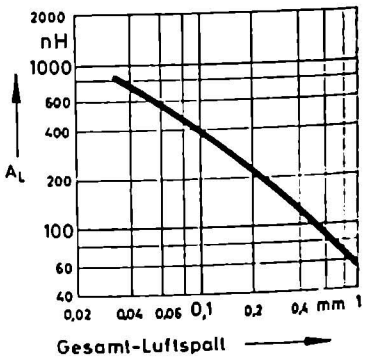
Magnetische Daten

magn. Formfaktor	$\Sigma l/A$ = 1,34 mm^{-1}
eff. magn. Weglänge	l_e = 44 mm
eff. magn. Querschnitt	A_e = 33 mm^2
eff. magn. Volumen	V_e = 1510 mm^3

Zubehör

Spulenkörper Seite 589
Bügel Seite 589

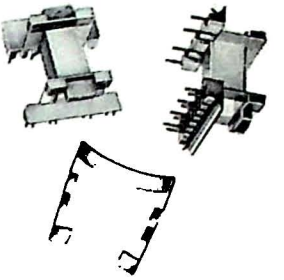
A_L-Wert in Abhängigkeit vom Luftspalt (T 26)

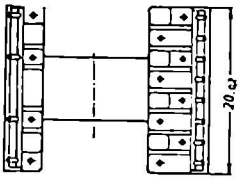


A_L-Wert nH	Toleranz	SIFERRIT-Werkstoff	Gesamtluftspalt s in mm ≈	Teilluftspalt s/2 in mm ≈	effektive Permeabilität μ_e	Bestellbezeichnung (für E-Kernsätze)
mit Luftspalt						
250	± 15% ≙ L	T 26	0,17	0,085	268	B66205-A0250-L026
400	± 20% ≙ M		0,1	0,05	429	B66205-A0400-M026
ohne Luftspalt						
1300	+30%	T 26				B66205-A0000-R026
2500	−20% ≙ R	N 30				B66205-A0000-R030

Spulenkörper und Bügel **−60 bis +120 °C**

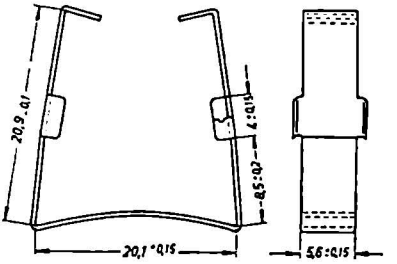
Spulenkörper aus Polycarbonat GV mit 12 Stiftanschlüssen
Zulässige Temperatur beim Löten max. 400 °C, 2 s
Angaben zur Bewicklung siehe Seite 586

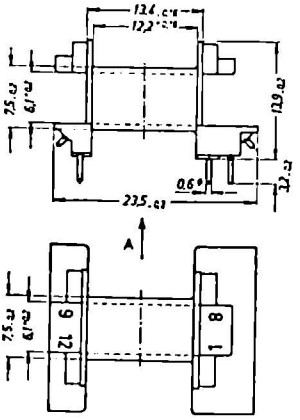


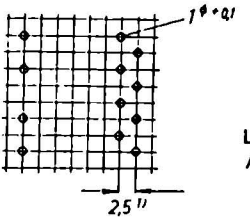


Ansicht in Richtung A

Bügel federnd aus 0,3 mm starkem Neusilberblech
Bestellbezeichnung B66206-A2001-X000







Lochgruppe
Ansicht in Montagerichtung

Anzahl der Kammern	nutzbarer Wickel-querschnitt A_N mm²	mittlere Windungs-länge l_N mm	A_R-Wert [2] µΩ	Gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung
1	34	41,2	42	1,6	B66206-A1001-M001

[1] auch Teilung 2,54 zulässig
[2] $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$
Gleichstromwiderstand = A_R · Windungszahl²
Der A_R-Wert ist hier für einen Kupferfüllfaktor f_{Cu} = 0,5 angegeben.

16.5. Ringkerne

Kenngrößen und Definitionen

Ringkerne für Impulsübertrager

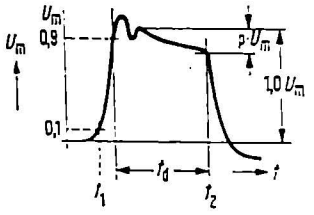


Bild 1 Spannungsverlauf eines Primärimpulses

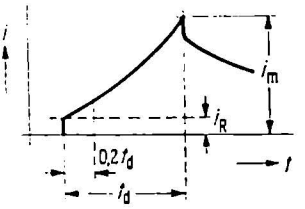


Bild 2 Stromverlauf eines Primärimpulses

Definitionen in Anlehnung an DIN 41 284

Impulspermeabilität

$$\mu_p = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

$$\Delta B = \frac{\int_{t_1}^{t_2} U \cdot dt}{N \cdot A_e} \approx \frac{U_m \cdot t_d}{N \cdot A_e}$$

$$\Delta H = \frac{\Delta i \cdot N}{l_e}$$

$$L_p = \mu_p \cdot \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{l_e} = \frac{U_m \cdot t_d}{\Delta i}$$

Bei dieser Definition ist μ_p die aus Induktions- und Feldstärkehub bestimmte Permeabilität bei Impulsbetrieb. Der Magnetisierungsstrom in Abb. 2 weist zu Beginn und am Ende des Impulses einen im wesentlichen durch die Kernverluste bedingten Stromanteil i_R und den etwa linear ansteigenden, induktiven Stromanteil $i_m - i_R$ auf.

In vielen Fällen kann bei der Berechnung der Impulspermeabilität die Stromstufe i_R vernachlässigt werden, so daß bei der Berechnung des Feldstärkehubes ΔH der Spitzenwert des Magnetisierungsstromes i_m als Stromdifferenz Δi eingesetzt werden kann.

Mit zunehmendem ΔB, vor allem bei höheren Impulsfolgefrequenzen und zunehmendem Tastverhältnis kann die Stromstufe i_R – als Anteil des gesamten Stromes – ins Gewicht fallen.

In Abbildungen 5 und 8 ist daher auch $\mu_{p\,0,2}$, bezogen auf einen Induktionshub ΔB für das Zeitintervall $t_d - 0{,}2\,t_d$ und einen entsprechenden Magnetisierungsstromanstieg $\Delta i = i_m - i_{0,2\,t_d}$ (also ohne Berücksichtigung der Stromstufe zu Beginn des Impulses) angegeben.

Meßschaltung

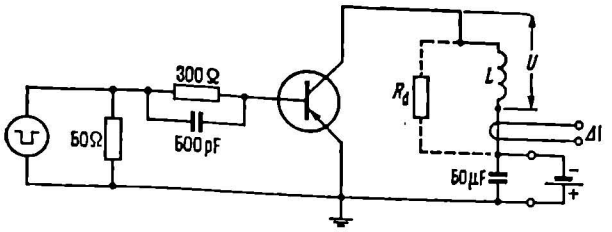


Bild 3

Meßbedingungen

Die Impulspermeabilität ist – bei vorgegebenem Werkstoff – abhängig von der Größe des Induktionshubes, der Impulsfolgefrequenz und der Kerntemperatur. Vorzugsweise wird unter folgenden Meßbedingungen geprüft:

ϑ = 25°C

f_P	10 kHz	100 kHz	1 MHz
t_d	1 µs	1 µs	0,5 µs

Die Zeitkonstante der Schaltung, Abb. 3, ist so bemessen, daß bei Beginn des nächsten Impulses der Impulsstrom aus dem vorhergehenden auf nahezu Null abgeklungen ist. Der Widerstand R_d verkleinert die Spannungsspitze beim Abschalten des Stromes.

Die Kernerwärmung hängt stark von dem wärmeabführenden Medium ab, wie z.B. Kupferwicklung, Befestigung, Einbettung usw. Die Angaben der Meßkurve über Dauerbetrieb und Kurzzeitmessung beziehen sich auf 6 Ø-Ringkerne mit N ≈ 20/CuL, freitragend.

Ringkerne für Drosseln und Breitbandübertrager mit Wechselspannungen

Die Werkstoffe und Kernformen auf Seite 596 und 597 sind auch für Drosseln und Breitbandübertrager geeignet. Allerdings ist T 37 besser für Impulsübertrager (siehe Abb. 10 und 11) geeignet als T 38. Letzterer Werkstoff bietet dafür den Vorteil höherer Permeabilität bei tiefen Frequenzen.

Für Frequenzen oberhalb 1 MHz kommen auch Werkstoffe geringerer Permeabilität in Frage, z.B. sind Ringkerne R 5,8 vorzugsweise lieferbar (siehe Seite 597).

Werkstoff	μ_i	A_L-Wert (nH) ±25%	Bestellbezeichnung
U 60	8	1,58	B64290-A0056-X060
K 1	80	15,8	B64290-A0056-X001
M 33	600	119.0	B64290-A0056-X033

Über die Dimensionierung von Impulsübertragern siehe auch Aufsätze Robert Schmitt und Attila J. Roos „Impulsübertrager mit Ferritkernen", aus Siemens-Bauteile-Informationen, Heft 3 und 4, 1970.

Werkstoffdaten

Impulspermeabilität in Abhängigkeit vom Induktionshub

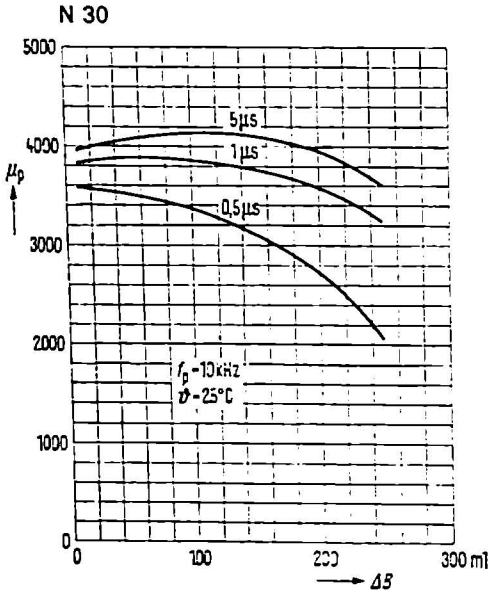


Bild 4

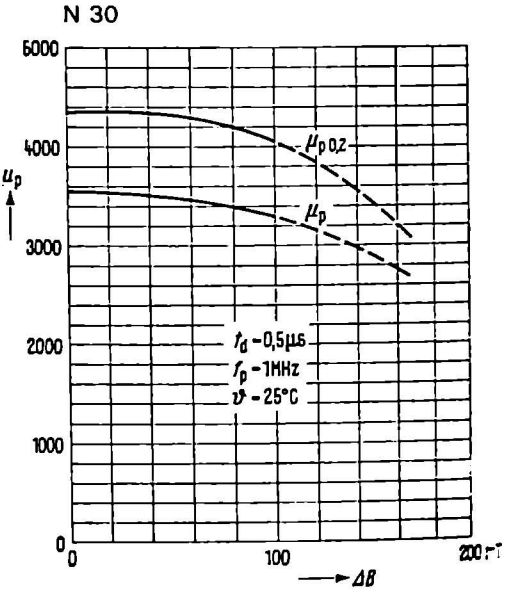


Bild 5

– – – nur Kurzzeitbetrieb möglich (abhängig von der Wärmeabführung)

Änderung der Impulspermeabilität mit der Temperatur bei verschiedenen Induktionshüben

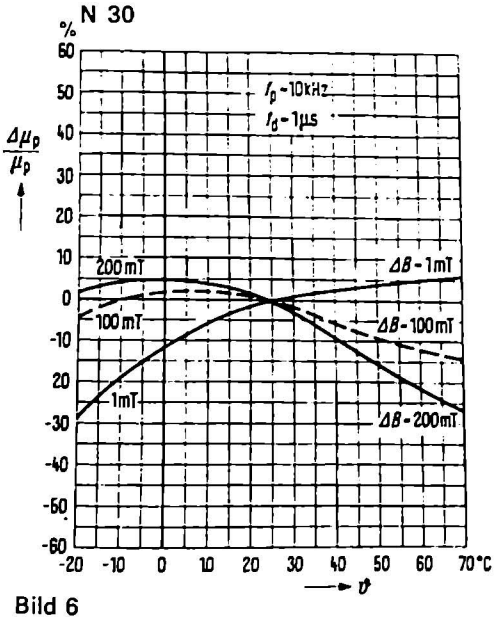


Bild 6

Werkstoffdaten

Impulspermeabilität in Abhängigkeit vom Induktionshub

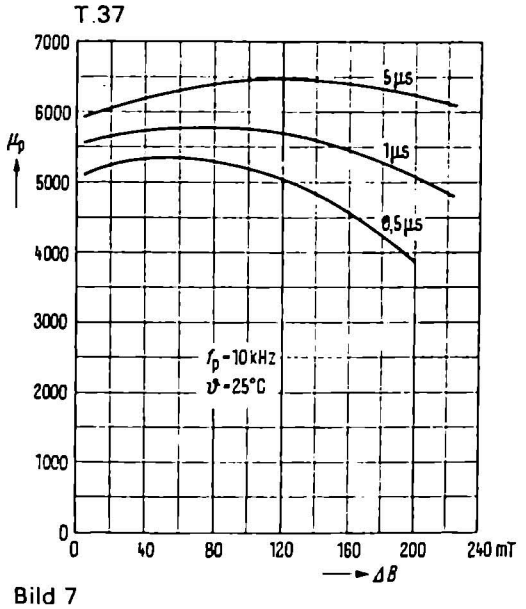


Bild 7

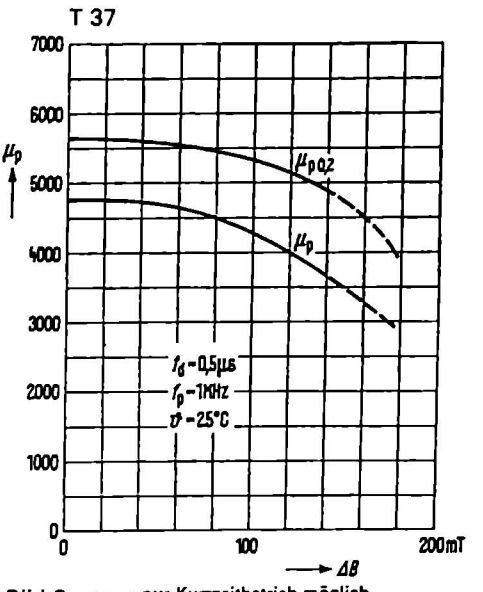


Bild 8 – – – nur Kurzzeitbetrieb möglich (abhängig von der Wärmeabführung)

Änderung der Impulspermeabilität mit der Temperatur bei verschiedenen Induktionshüben

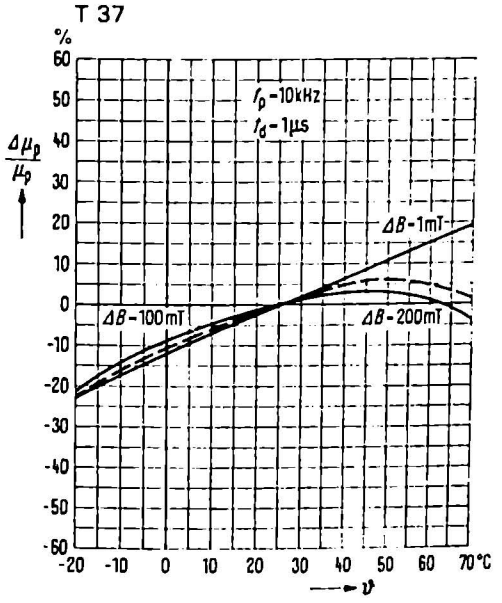


Bild 9

Impulspermeabilität des Werkstoffes T 37 im Vergleich zu T 38 bei niederer und hoher Impulsfolgefrequenz.

T 37, T 38

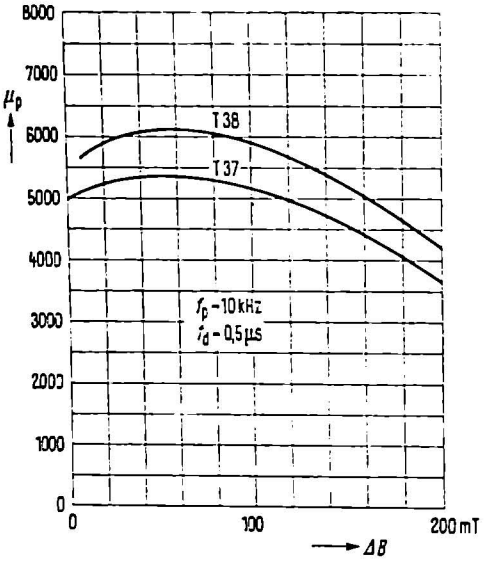


Bild 10

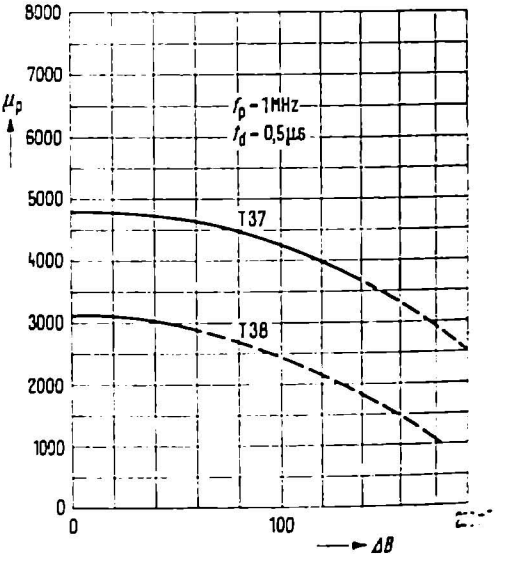


Bild 11 – – – nur Kurzzeitbetrieb möglich (abhängig von der Wärmeabführung)

Bemessungsbeispiel für Impulsübertrager

Es wird ein Sekundärimpuls mit der Amplitude I_2 = 160 mA, der Dauer t_d = 4 µs und einem Dachabfall von maximal p = 5% benötigt. Der Abschlußwiderstand R_2 beträgt 50 Ω, der Generatorwiderstand R_i = 200 Ω und das Übersetzungsverhältnis n = 2 : 1. Maximale Kerntemperatur 70 °C.

(Definition nach DIN 41 284)

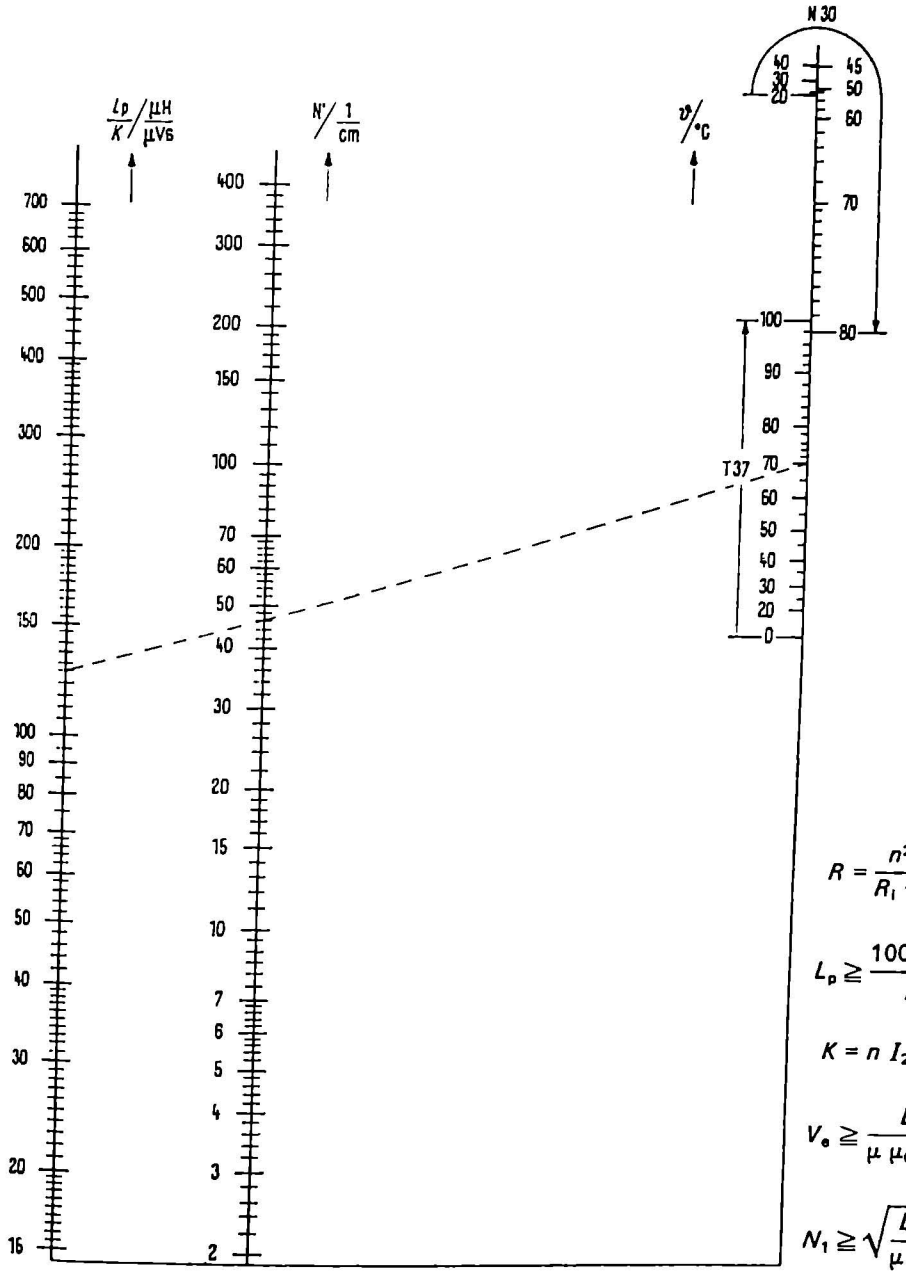
Als Werkstoff ist SIFERRIT T 37 vorgesehen.

Man erhält aus Gleichung (1) R = 100 Ω, aus Gleichung (2) L_P = 8000 µH und aus Gleichung (3) K = 64 µVs. Dies ergibt L_P/K = 125 µH/µVs. Das Nomogramm liefert N' = 46 cm^{-1}. Gemäß Abb. 7 kann bei t_d = 4 µs mit der Permeabilität $\mu \approx 6000$ für T 37 gerechnet werden. Gleichung (4) liefert V_e = 0,05 cm^3, daher kann der Ringkern R 10 mit V_e = 196 mm^3 verwendet werden. Aus Gleichung (5) errechnet man die Primärwindungszahl N_1 = 57. Die magnetische Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Vs/Acm.

Der Übertrager wird daher zweckmäßig wie folgt dimensioniert:

SIFERRIT-Ringkern R 10, Werkstoff T 37, N_1 = 58, N_2 = 29.

Nomogramm zur Berechnung von Impulsübertragern



$$R = \frac{n^2 R_1 R_2}{R_1 + n^2 R_2} \quad (1)$$

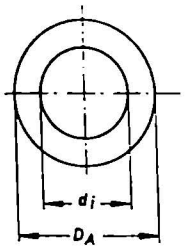
$$L_p \geqq \frac{100\, t_d\, R}{p} \quad (2)$$

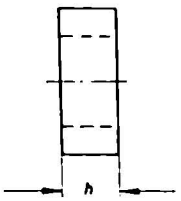
$$K = n\, I_2\, R_2\, t_d \quad (3)$$

$$V_e \geqq \frac{L_P}{\mu\, \mu_0\, N'^2} \quad (4)$$

$$N_1 \geqq \sqrt{\frac{L_P \cdot l_e}{\mu\, \mu_0\, A_e}} \quad (5)$$

Typenübersicht





SIFERRIT-Ringkerne werden hauptsächlich für Übertrager (z. B. Impuls-, Breitband-, Symmetrierübertrager) verwendet.

Durch die hohe Permeabilität des magnetisch geschlossenen Kreises kann man große Induktivitäten bei kleinem Volumen erzielen; das Streufeld ist vernachlässigbar klein.

Typ	Abmessungen D_A	d_i	h	Gewicht	Technische Daten l_e/A_e	l_e	A_e	V_e
	mm			≈ g	mm^{-1}	mm	mm^2	mm^3
R 2,5	2,5±0,12	1,5±0,1	1,0±0,1	0,02	12,2	6,1	0,5	3,0
R 4	4,0±0,15	2,4±0,15	1,6±0,1	0,07	7,65	9,7	1,27	12,3
R 6,3	6,3±0,2	3,8±0,15	2,5±0,12	0,3	4,95	15,3	3,1	47,5
R 10	10 ±0,25	6,0±0,15	4,0±0,15	0,9	3,06	24,5	8,0	196
R 3,9	3,94±0,15	2,24±0,15	1,3 ±0,15	0,045	8,57	9,32	1,07	9,8
R 5,8	5,84±0,20	3,05±0,15	1,52±0,15	0,127	6,37	13,0	2,0	26,5
R 9,5	9,53±0,25	4,75±0,20	3,17±0,20	0,703	2,85	20,69	7,26	150,0
R 12,5	12,5±0,3	7,5±0,2	5 ±0,15	2	2,45	30,4	12,0	380
R 16	16 ±0,4	9,6±0,2	6,3±0,2	3	1,95	38,7	20,0	770
R 25	25 ±0,6	15 ±0,5	10 ±0,3	13	1,23	60,2	49,0	2950
R 34	34 ±0,7	20,5±0,5	12,5±0,3	31	0,99	82,0	83,0	6780
R 42	41,8±1	26,2±0,6	12,5±0,3	45	1,08	102,5	95,0	9750
R 58	58,3±1	40,8±0,8	17,6±0,4	110	1,00	153,0	153,0	23400

Oberflächenschutz	Bestellbezeichnung
ohne Oberflächenschutz	B64290-A••••
lackiert, Schichtdicke < 0,1 mm	B64290-J••••
kunststoffbeschichtet, Schichtdicke < 0,2 mm	B64290-K••••

Die jeweils lieferbare Oberfläche ist bei den einzelnen Bauformen angegeben.

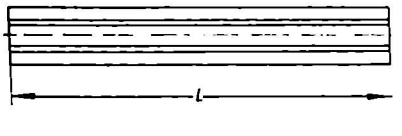
Vorzugstypen

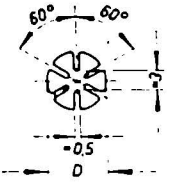
Meßinduktion < 1 mT

Werk-stoff	Typ	A_L-Wert in nH untere Grenze	obere Grenze	Bestellbezeichnung ohne Oberflächen-schutz	mit Oberflächen-schutz
T 26	μ_i = 2200, A_L-Toleranz ± 25%.				
	R 12,5	850 . . .	1440	B64290-A0044-X026	B64290-K0044-X026
	R 16	1060 . . .	1780	B64290-A0045-X026	B64290-K0045-X026
	R 25	1680 . . .	2800	B64290-A0046-X026	B64290-J0046-X026
	R 34	2080 . . .	3490	B64290-A0048-X026	B64290-J0048-X026
	R 42	1920 . . .	3220	B64290-A0022-X026	B64290-J0022-X026
	R 58	2070 . . .	3450	B64290-A0040-X026	B64290-J0040-X026
N 30	μ_i = 4300, A_L-Toleranz ± 25%				
	R 2,5	330 . . .	550	B64290-A0035-X830	B64290-J0035-X830
	R 4	535 . . .	885	B64290-A0036-X830	B64290-K0036-X830
	R 6,3	815 . . .	1365	B64290-A0037-X830	B64290-K0037-X830
	R 10	1320 . . .	2200	B64290-A0038-X830	B64290-K0038-X830
	R 3,9	470 . . .	785	B64290-A0061-X830	B64290-K0061-X830
	R 5,8	635 . . .	1060	B64290-A0056-X830	B64290-K0056-X850
	R 9,5	1420 . . .	2370	B64290-A0062-X830	B64290-K0062-X830
	R 12,5	1660 . . .	2770	B64290-A0044-X830	B64290-J0044-X830
	R 16	2070 . . .	3470	B64290-A0045-X830	B64290-J0045-X830
	R 25	3280 . . .	5500	B64290-A0046-X830	B64290-J0046-X830
	R 34	4080 . . .	6850	B64290-A0048-X830	B64290-J0048-X830
	R 42	3750 . . .	6250	B64290-A0022-X830	B64290-J0022-X830
	R 58	4050 . . .	6750	B64290-A0040-X830	B64290-J0040-X830
T 37	μ_i = 7000, A_L-Toleranz ±25%				
	R 2,5	540 . . .	900	B64290-A0035-X037	B64290-J0035-X037
	R 4	860 . . .	1435	B64290-A0036-X037	B64290-K0036-X037
	R 6,3	1330 . . .	2220	B64290-A0037-X037	B64290-K0037-X037
	R 10	2150 . . .	3590	B64290-A0038-X037	B64290-K0038-X037
	R 3,9	770 . . .	1280	B64290-A0061-X037	B64290-K0061-X037
	R 5,8	1035 . . .	1725	B64290-A0056-X037	B64290-K0056-X037
	R 9,5	2315 . . .	3860	B64290-A0062-X037	B64290-K0062-X037
T 38	μ_i = 10000, A_L-Toleranz ± 30%				
	R 2,5	720 . . .	1340	B64290-A0035-X038	B64290-J0035-X038
	R 4	1150 . . .	2135	B64290-A0036-X038	B64290-K0036-X038
	R 6,3	1770 . . .	3300	B64290-A0037-X038	B64290-K0037-X038
	R 10	2870 . . .	5340	B64290-A0038-X038	B64290-K0038-X038
	R 3,9	1025 . . .	1910	B64290-A0061-X038	B64290-K0061-X038
	R 5,8	1385 . . .	2565	B64290-A0056-X038	B64290-K0056-X038
	R 9,5	3090 . . .	5735	B64290-A0062-X058	B64290-K0062-X038

Antennenstäbe

rund, geschlitzt





Runde Antennenstäbe nach DIN 41 291 mit Längsschlitzen. Abmessungen nach DIN 41 291, Blatt 1.

Runde, geschlitzte Antennenstäbe sind nur aus dem SIFERRIT-Werkstoff M 25 lieferbar.

Dieser Werkstoff hat neben den Vorteilen hoher Güte und hoher Permeabilität auch einen geringen Temperaturkoeffizienten. Er beträgt z. B. für einen Stab ⌀ 10×152 und eine in der Stabmitte befindliche Spule mit 40 Windungen etwa $+230 \cdot 10^{-6}/°C$.

Die Durchbiegung der Stäbe kann bis zu 1% der Länge betragen; die Prüfung auf Durchbiegung erfolgt mit Rohrlehren folgender Abmessungen:

für Stäbe mit D = 8 ⌀ Rohrlehren = 8,64 ⌀ + 0,02×80 + 0,1

für Stäbe mit D = 10 ⌀ Rohrlehren = 10,64 ⌀ + 0,02×80 + 0,1

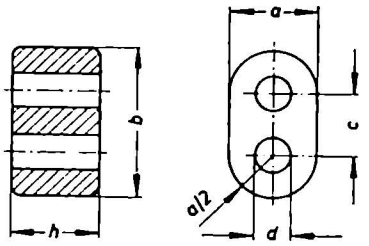
Zulässige μ_w-Toleranz, gemessen in Normspule Sp 97 nach DIN 41291, Blatt 3

Stablänge mm	zul. μ_w-Toleranz %
90 bis 140	±6
> 140 bis 170	±7
> 170 bis 200	±8

Zulässige Gütetoleranz: ± 20% bei 1,5 MHz, gemessen in Normspule Sp 25 nach DIN 41 291, Blatt 3; Austausch von Vergleichskernen wird empfohlen.

Durchmesser D mm	Länge [1]) L mm	Gewicht g/mm	Zeichnungsnummer	Bestellbezeichnung
8–0,4	112 ± 2,2	≈ 0,2	C61020-A8-C2	B61610-A8015-X025
	125 ± 2,5		C61020-A8-C20	B61610-A8006-X025
	140 ± 2,8		C61020-A8-C15	B61610-A8001-X025
	160 ± 3,2		C61020-A8-C16	B61610-A8002-X025
10–0,5	140 ± 2,8	≈ 0,3	C61020-A10-C5	B61610-J1017-X025
	160 ± 3,2		C61020-A10-C37	B61610-J1022-X025
	180 ± 3,6		C61020-A10-C39	B61610-J1008-X025
	200 ± 4		C61020-A10-C38	B61610-J1004-X025

[1]) Andere Längen auf Anfrage



Doppellochkerne werden für Breitbandübertrager bis zu hohen Frequenzen verwendet, so beispielsweise aus den Werkstoffen

SIFERRIT K 1 für Anpassungs- und Symmetrierübertrager bis 250 MHz in Antennenleitungen oder in Eingangskreisen für UKW- und Fernsehempfänger

SIFERRIT U 60 für gleiche Anwendungszwecke bis 800 MHz

SIFERRIT N 30 für tiefere Frequenzen sowie für Anwendungen in der Impulstechnik

Abmessungen mm					Gewicht ≈ g	Zeichnungsnummer C61020-	Werkstoff	Bestellbezeichnung
h	*b*	*a*	*c*	*d*				
14,5 – 1 [1])	14,5 – 1	8,5 – 0,5	5,85 ± 0,25	3,4 + 0,8	4,0	-A30-C2	U 60 K 1	B62152-A0001-X060 B62152-A0001-X001
8,3 – 0,6 [1])	14,5 – 1	8,5 – 0,5	5,85 ± 0,25	3,4 + 0,6	2,5	-A30-C1	U 60 K 1 N 30	B62152-A0004-X060 B62152-A0004-X001 B62152-A0004-X030
6,2 – 0,5 [1])	7,25 – 0,5	4,2 – 0,4	2,9 ± 0,15	1,7 + 0,3	0,4	-A40-C1	U 60 K 1 N 30	B62152-A0007-X060 B62152-A0007-X001 B62152-A0007-X030
2,5 – 0,3	3,6 – 0,3	2,1 – 0,2	1,45 ± 0,1	0,8 + 0,15	0,1	-A39-C1	N 30 U 17	B62152-A0008-X030 B62152-A0008-X017

[1]) nach DIN 41279, Form G

Sechslochkerne

Sechslochkerne aus den SIFERRIT-Werkstoffen M 11 und N 22 finden bevorzugt für Doppelspulen Verwendung, wo sie zur Verminderung der Störstrahlung vielseitig eingesetzt werden, z. B. bei Kleinmotoren und Schaltern sowie Hochfrequenzgeräten.

Auf Wunsch sind Sechslochkerne auch bewickelt als fertige Drosselspulen lieferbar (siehe Datenbuch 1974/75 „Funk-Entstörbauelemente"

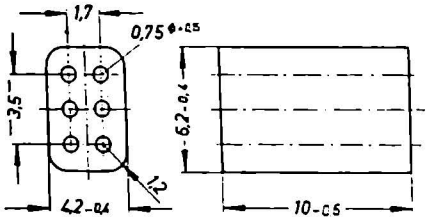


Bild 1

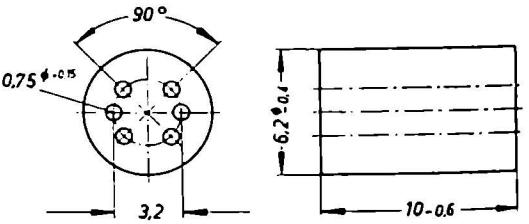
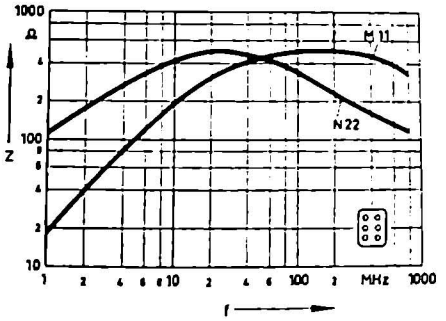


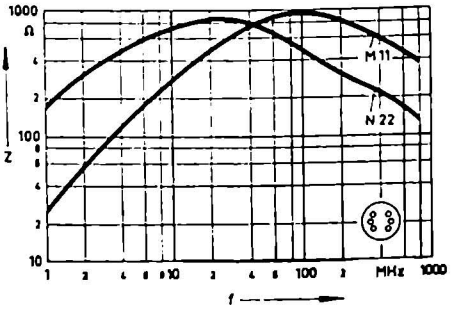
Bild 2

Maßbild	Zeichnungsnummer	SIFERRIT-Werkstoff	Gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung
Bild 1	C61020-A34-C1	M 11 N 22	0,9	B62152-A0005-X011 B62152-A0005-X022
Bild 2	C61020-A38-C1	M 11 N 22	1,1	B62152-A0006-X011 B62152-A0006-X022

Scheinwiderstandsverlauf von Drosselspulen

mit 2,5 Windungen bei kleiner Feldstärke (< 10 mA/cm), Richtwerte





SIFERRIT-Speicherelemente
Halbleiter-Speicher

17. SIFERRIT-Speicherelemente

17.1. Speicher- und Schaltringkerne

Grundsätzliches über Arbeitsweise und Anwendung

Allgemeines

Ringkerne aus Rechteck-Ferriten sind besonders als Speicherkerne in nachrichtenverarbeitenden Geräten oder als Schaltkerne in Regelkreisen und zum Lösen logischer Schaltaufgaben geeignet.

Eigenschaften

Im Vergleich zu anderen Bauelementen für Schalt- und Speicherzwecke zeichnen sie sich u.a. durch folgende Eigenschaften aus:

Hohe Stabilität der gespeicherten Information

Der jeweilige Remanenzzustand eines Kernes, der die gespeicherte Information kennzeichnet, wird durch Alterung, Störfelder und extreme Umweltbedingungen, wie z.B. mechanische Erschütterungen oder radioaktive Strahlung, nur wenig beeinträchtigt.

Geringer Leistungsverbrauch

Zur Aufrechterhaltung des gespeicherten Zustandes ist keine Leistungszufuhr erforderlich. Bei Stromausfall bleibt die gespeicherte Information erhalten.

Hohe Schaltgeschwindigkeiten und hohe Ausgangssignale

Da Rechteck-Ferritkerne schnell umgeschaltet werden können und dabei hohe Ausgangssignale abgeben, ermöglichen sie den Aufbau von Speichern mit hoher Speicherkapazität und kurzer Zugriffszeit.

Für den Aufbau von derartigen Speichern steht folgendes Spektrum von Standardkernen zur Verfügung:

Kern-Ø (mm)	Werkstoff	Schaltzeit t_s [2] (µs)	Nennstrom I_N [1] (mA)	Temperaturkoeffizient α_i (mA/°C)	Bestellbezeichnung
0,5	R 473	0,20	860	−1,5	B64505-A1-X473
	R 492	0,22	825	−4,1	B64505-A1-X492
	R 472	0,20	900	−1,8	B64505-A1-X472
	R 477	0,23	800	−1,5	B64505-A1-X477
	R 475	0,27	700	−1,5	B64505-A1-X475
	R 476	0,50	480	−0,9	B64505-A1-X476
0,8	R 491	0,40	640	−3,0	B64508-B1-X491
	R 471	0,47	820	−1,3	B64508-A1-X471
1,25	R 452	0,90	550	−2,2	B64512-B1-X452
	R 454	0,95	750	−1,3	B64512-A1-X454
	R 450	2,1	450	−0,55	B64512-A1-X450
2,0	R 450	2,1	700	−0,55	B64520-A1-X450
4,0	R 461	6,0	430	—	B64540-C3-X461

[1]) bei 25 °C [2]) bei $\rho = 0{,}55$

Werkstoffbesonderheiten

Speicher- und Schaltringkerne bestehen aus Ferritwerkstoffen, deren Hystereseschleifen durch zwei Besonderheiten gekennzeichnet sind (siehe Abbildung 1):

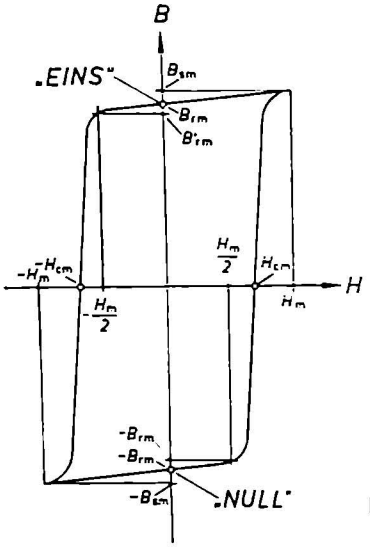


Bild 1 Hystereseschleife eines Ringkernes aus Rechteck-Ferrit

Die Remanenzinduktion + B_{rm} nach vorausgegangener Maximalinduktion + B_{sm} durch die Feldstärke + H_m ist verhältnismäßig hoch und nur wenig geringer als + B_{sm}. Die oberen und unteren Äste der Hystereseschleife verlaufen sehr flach, fast horizontal.

Die Remanenzinduktion + B_{rm} bleibt auch bei negativer Feldstärke bis nahe an die Koerzitivfeldstärke − H_{cm} beinahe unverändert und klappt bei weiterer Erregung bis auf − H_m sehr plötzlich in nahezu senkrechtem Verlauf in den entgegengesetzten Magnetisierungszustand − B_{sm} um. Auch hier bleibt nach Rückgang der Feldstärke auf Null eine entsprechend hohe negative Remanenzinduktion − B_{rm} bestehen, wie vorher auf der positiven Seite.

Man bezeichnet derartige Hystereseschleifen wegen ihrer äußeren Form als „rechteckig" und Ferritwerkstoffe mit solchen Charakteristiken als „Rechteck-Ferrite".

Speicherringkerne

Grundsätzliche Arbeitsweise

Die grundsätzliche Arbeitsweise beruht auf der Ausnutzung der verhältnismäßig hohen und sehr stabilen Remanenzinduktionen. Den beiden Remanenzzuständen + B_{rm} und − B_{rm} werden zwei verschiedene Informationszustände, z. B. „EINS" und „NULL" zugeordnet, die über eine Primärwicklung mit einem positiven oder negativen Stromimpuls entsprechend einer Feldstärke + H_m oder − H_m in den Kern „eingeschrieben werden".

Wenn der Kern entsprechend der jeweils eingegebenen Information in den positiven oder negativen Remanenzzustand gebracht ist, so kann durch nachfolgende Eingabe eines stets negativen „Lese"- oder „Abfrage"-Impulses entsprechend $-H_m$ festgestellt werden, in welchem Remanenzzustand sich der Kern vorher befand, ob also die Information „EINS" oder „NULL" darin eingeschrieben war. Zu diesem Zweck ist der Kern mit einer zusätzlichen Wicklung, der „Sekundär- oder Lesewicklung" ausgestattet. Wenn sich der Kern in der positiven Remanenzlage $+B_{rm}$ („EINS") befand, so wird durch den negativen Impuls $-H_m$ die Induktion auf $-B_{sm}$ und nach Aufhören des Impulses in die Remanenzlage $-B_{rm}$ gebracht. Befand sich der Kern jedoch vorher im negativen Remanenzpunkt $-B_{rm}$ („NULL"), so ändert sich die Induktion durch den negativen Impuls nur auf $-B_{sm}$ und zurück auf $-B_{rm}$. In der Sekundärwicklung wird durch diese Induktionsänderung jeweils ein Sekundärimpuls erzeugt, der im Falle der großen und steil verlaufenden Änderung von $+B_{rm}$ auf $-B_{sm}$ um ein Vielfaches größer ist als im Änderungsfall $-B_{rm}$ auf $-B_{sm}$.

Durch die unterschiedliche Größe der beiden Arten von Sekundärimpulsen ist zu erkennen, welche der beiden möglichen Informationen vorher in dem Kern eingespeichert war.

Nach dem Abfragen einer Information durch einen Impuls $-H_m$ befindet sich der Kern stets im negativen Remanenzpunkt $-B_{rm}$, d.h. also im Informationszustand „NULL". Soll der Kern für ein späteres Abfragen wieder in den Informationszustand „EINS" ($+B_{rm}$) gebracht werden, so muß dies durch einen erneuten Impuls $+H_m$ erfolgen.

Arbeitsweise in Matrizenspeichern

Der rechteckige Verlauf der magnetischen Charakteristik von Speicherringkernen hat zur Folge (siehe auch Bild 1), daß der Übergang von dem einen Remanenzpunkt (z.B. $+B_{rm}$) in den anderen (z.B. $-B_{rm}$) durch einen Feldstärkeimpuls der Größe $\frac{H_m}{2}$ mit Sicherheit noch nicht in die Wege geleitet wird.

Der Umklappvorgang spielt sich vielmehr erst in dem Feldstärkebereich von $-\frac{H_m}{2}$ bis $-H_m$ ab.

Diese Eigenschaft wird bei Speicherkernen dazu benutzt, die zum „Einschreiben" von Informationen oder zu ihrem „Lesen" erforderliche Feldstärke über zwei Wicklungen zu erzeugen, deren jede nur mit dem halben Feldstrom beaufschlagt ist. Werden beide Halbströme gleichzeitig und in gleicher Richtung eingespeist, so addieren sie sich und haben die gleiche Wirkung wie ein nur durch eine Wicklung in gleicher Richtung gegebener Vollimpuls.

Dieses Zusammenwirken von zwei Halbströmen nennt man Zweifach-Koinzidenz. Diese ermöglicht einen sehr wirtschaftlichen Aufbau von Magnetkernspeichern durch Anordnung der Kerne in sogenannten Speicherkernmatrizen. Das sind rechteckige Rahmen aus Isolierstoff, die eine mehr oder weniger große Zahl von Kernen enthalten. Hierbei bestehen die Primär- und Sekundärwicklungen nur aus je einer Windung, die in Form eines Drahtes durch das Loch des einzelnen Kernes hindurchgeführt ist. Diese Drähte dienen gleichzeitig zum Befestigen der Kerne in der Matrix.

Bild 2 zeigt eine solche Speicherkernmatrix mit $4 \times 64 \times 64 = 16384$ Kernen.

Bild 3 zeigt schematisch eine Zweifach-Koinzidenzmatrix mit 4×4 Kernen.

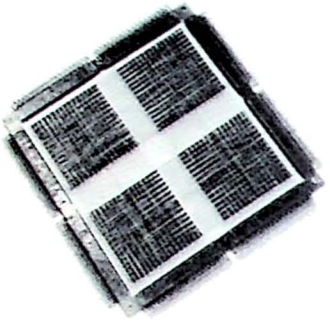


Bild 2 Vierfeldmatrix $4 \times 64 \times 64$ mit 0,8-mm-Ø-Ringkernen

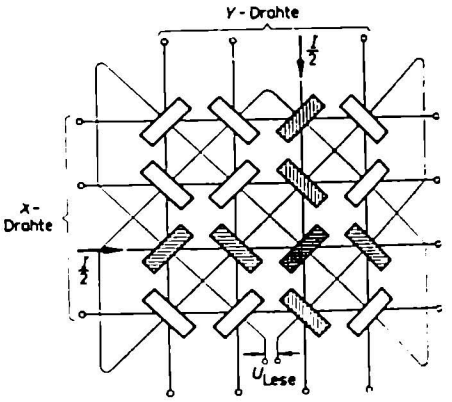


Bild 3 Kernauswahl durch Zusammenwirken von zwei Halbströmen

Die Bilder lassen erkennen, wie die Kerne innerhalb des Matrizenrahmens auf die einzelnen Drähte aufgereiht sind. Einschreiben oder Lesen einer Information erfolgt über die beiden durch den Kern hindurchgehenden X- und Y-Drähte. Wie das in dem Schema eingezeichnete Beispiel einer Kernansteuerung zeigt, wird durch die Halbströme in den beiden mit Pfeilen gekennzeichneten X- und Y-Drähten nur der eine im Kreuzungspunkt liegende Kern voll erregt (zweifach schraffiert), während alle anderen auf diesen Drähten befindlichen Kerne (einfach schraffiert) nur von einem Halbstrom durchflossen werden. Der ebenfalls in das Schema aufgenommene Lesedraht durchzieht sämtliche Kerne einer Matrix. In ihm addieren sich daher alle Sekundärspannungen, die beim Ablesen der Information eines Kernes mit negativen Halbimpulsen durch die Ummagnetisierungen in diesem Kern und den anderen noch auf den beiden zugehörigen X- oder Y-Drähten sitzenden Kernen erzeugt werden. Der Lesedraht ist nun so geführt, daß die in den von Halbströmen durchflossenen Kernen erzeugten kleinen Sekundärimpulse gegeneinander gerichtet sind und sich daher weitgehend aufheben. Der Sekundärimpuls in dem einen voll erregten Kern, dessen Information abgefragt werden soll, läßt erkennen, ob vorher eine „EINS" oder eine „NULL" eingeschrieben war.

Außer den in Bild 3 dargestellten Drähten enthalten Vierdraht-Koinzidenz-Matrizen zusätzlich einen „Inhibitdraht", der alle Kerne der Matrix mäanderförmig durchläuft (z. B. MIT-Flechtweise). Dieser Draht ist zum Einschreiben der Information „NULL" nötig, wenn beim Zusammenschalten mehrerer Matrizen zu einem Speicherblock alle X- und Y-Drähte der einzelnen Matrizen in Reihe geschaltet werden. Er kann auch für zusätzliche Funktionen verwendet werden, z. B. gleichzeitiges Löschen aller Informationen einer Matrix.

Bei der bisherigen Betrachtung der Arbeitsweise von Speicherkernen wurde davon ausgegangen, daß die den beiden Informationsarten entsprechenden Remanenzzustände über eine einmalige Voll-Erregung mit zwei Halbimpulsen $+\frac{H_m}{2}$ oder $-\frac{H_m}{2}$ erreicht wurden und demnach bei $+B_{rm}$ oder $-B_{rm}$ liegen und bis zur Abfrage verbleiben. Im praktischen Betrieb

der Rechenanlagen werden diese Remanenzinduktionen jedoch wegen der Anordnung der Kerne in Matrizen und der Anwendung der Zweifach-Koinzidenz mehrfach durch weitere Halbimpulse $\frac{H_m}{2}$ gestört, und zwar die Remanenzlage $+B_{rm}$ durch den Impuls $-\frac{H_m}{2}$ und die Remanenzlage $-B_{rm}$ durch den Impuls $+\frac{H_m}{2}$ (siehe Bild 1).

Durch jede dieser Störungen wird die Remanenzinduktion etwas vermindert, jedoch nur bis zu einem Endzustand $+B'_{rm}$ oder $-B'_{rm}$, der sich auch bei weiteren Störungen durch Halbimpulse nicht mehr ändert. Diese „gestörten" Remanenzzustände haben beim Abfragen ebenfalls „gestörte" Sekundärsignale zur Folge.

Für die ungestörten und gestörten Sekundärsignale sind folgende Kurzzeichen festgelegt:

$u\hat{V}_1$: Spitzenspannung der ungestörten „EINS"
$r\hat{V}_1$: Spitzenspannung der lesegestörten „EINS"
$u\hat{V}_z$: Spitzenspannung der ungestörten „NULL"
$w\hat{V}_z$: Spitzenspannung der schreibgestörten „NULL"
$wr\hat{V}_{pr}$: Spitzenspannung einer teilgelesenen, einmal schreib-lesegestörten „NULL"
$rw\hat{V}_{p1}$: Spitzenspannung einer teilgelesenen, einmal lese-schreibgestörten „EINS"

Die Buchstaben dieser Kurzzeichen, die in der internationalen Literatur allgemein gebräuchlich sind, gehen auf die amerikanische Schreibweise zurück und haben folgende Bedeutung:

u = undisturbed = ungestört
r = read disturbed = lesegestört
w = write disturbed = schreibgestört
V = voltage = Spannung
p = partial = Teil

Index 1 = „EINS"
Index z = „NULL" (zero)

Bauformen-Übersicht – Allgemeine Werkstoffdaten

Meßtemperatur 25 °C. Die Zahlenangaben sind als Richtwerte zu betrachten.

Kern-durch-messer	SIFERRIT-Werkstoff-Bezeichnung	Koerzitiv-feldstärke H_{cm} bei $H_m = 1{,}4\ H_{cm}$	Remanenz-induktion B_{rm} bei $H_m = 1{,}4\ H_{cm}$	Spezifischer Gleichstrom-widerstand	Curie-tempe-ratur	α_I	α_V
mm		A/cm	Tesla	Ω cm	°C	mA/°C	mV/°C
0,5	R 473	4,8	0,16	10^4	600	−1,5	0,3
	R 492 [3]	4,6	0,14	10^7	270	−4,1	0,7
	R 472 [3]	5,1	0,16	10^4	600	−1,8	0,3
	R 477 [3]	4,3	0,16	10^4	600	−1,5	0,3
	R 475 [3]	4,0	0,16	10^4	600	−1,5	0,2
	R 476 [3]	2,7	0,15	10^4	620	−0,9	0,12
0,8	R 491	2,1	0,14	10^7	270	−3,0	0,7
	R 471	2,4	0,15	10^3	620	−1,3	0,26
1,25	R 452 [1]	1,2	0,13	10^7	290	−2,2	0,75
	R 454	1,6	0,15	10^3	620	−1,3	0,45
	R 450 [2]	1,0	0,24	10^7	400	−0,55	0,18
2,0	R 450	1,0	0,24	10^7	400	−0,55	0,5
4,0	R 461	0,3	0,25	10^2	370	—	0,08 [4]

[1]) Nicht für Neuanwendungen
[2]) Die magnetischen Werte wurden an Kernen mit 2 mmØ ermittelt.
[3]) Vorläufige Daten
[4]) Im Bereich von 0 bis +70 °C.

Bauformen-Übersicht – Nenndaten – Testbedingungen

Meßtemperatur 25 °C

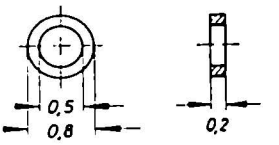
Nenndaten			Testbedingungen			Bestell-bezeichnung
I_n/I_p mA	$r\hat{V}_1/w\hat{V}_z$ mV	t_p/t_s ns	I_m/I_p mA	$r\hat{V}_1/w\hat{V}_z$ mV	t_p/t_s ns	
860/475	40/8	100/200	820/520	36/11,5	100/180[1])	B64505-A1-X473
825/455	50/4	110/220	765/500	37/7	125/240	B64505-A1-X492
900/495	37/6	105/210	875/535	32/7,5	115/220	B64505-A1-X472
800/440	45/9	120/230	720/450	36/12	120/250	B64505-A1-X477
700/385	32/6	135/270	665/425	24/8	150/300	B64505-A1-X475
480/265	20/3	260/500	450/280	15/3	280/540	B64505-A1-X476
640/350	48/6	190/400	640/391	42/10	200/460	B64508-B1-X491
820/450	56/7	230/470	740/465	47/11	230/520	B64508-A1-X471
550/300	60/7	500/900	550/350	50/13	500/1000	B64512-B1-X452
750/410	70/7	440/950	750/430	60/11	440/1000	B64512-A1-X454
450/250	42/4	900/2100	450/265	34/6	900/2550	B64512-A1-X450
700/385	95/14	900/2100	700/385	95/14	900/2100	B64520-A1-X450
430/240	150/50	2600/6000	430/240	150/50	2600/6000	B64540-C3-X461

[1]) gemessen mit verkürztem Primärimpuls

NTB-Speicherringkern 0,8 ⌀

Werkstoff R 491

Ringkern aus SIFERRIT-Werkstoff R 491 für Koinzidenz- und Linearspeicher in elektronischen Rechenanlagen oder für sonstige Geräte zur Nachrichtenverarbeitung.



Bestellbezeichnung B 64508-B1-X491

Bruchfestigkeit	1 N
Nenndaten	
Nennstrom	I_n = 640 mA
Schaltzeit	$t_s \approx$ 0,4 µs
Betriebstemperaturbereich	+25 bis +40 °C
Temperaturkoeffizienten	α_i = −3,0 mA/°C
	α_v = 0,7 mV/°C
Prüf- und Meßbedingungen	
Temperatur	ϑ = 25 °C
Störverhältnis	p = 0,61

Daten der Schreib- und Leseimpulse:

Vollstrom	$I_m = I_w = I_r$ = 640 mA
Teilstrom	$I_p = I_{pw} = I_{pr}$ = 391 mA
Impulsbreite	t_d = 1,5 µs
Anstiegszeit	t_r = 0,1 µs

Abnahmedaten der Sekundärsignale (unter Prüf- und Meßbedingungen)

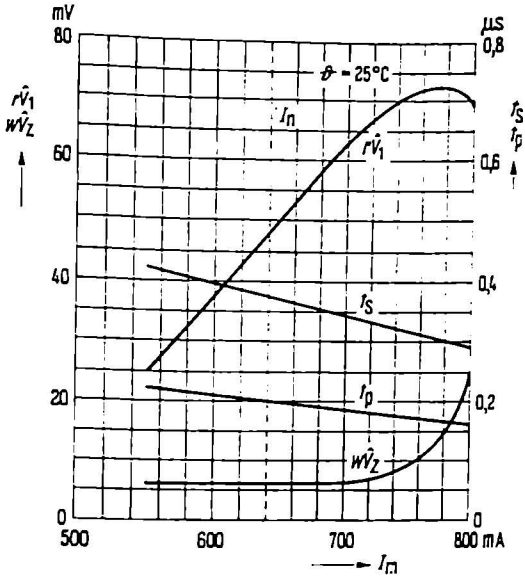
Spitzenspannung der lesegestörten „EINS"	$r\hat{V}_1 \geq$ 42 mV
Spitzenspannung der schreibgestörten „NULL"	$w\hat{V}_z \leq$ 10 mV
Spitzenzeit	t_p = 0,2 µs[1])
Schaltzeit	$t_s \leq$ 0,46 µs

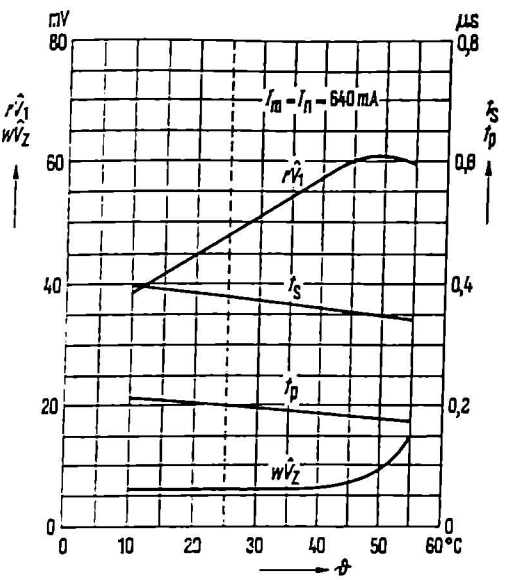
[1]) Die Normaltoleranz der Spitzenzeit t_p beträgt ±10%, Sondertoleranzen und Sondermessungen auf Anfrage.

Werkstoff R 491

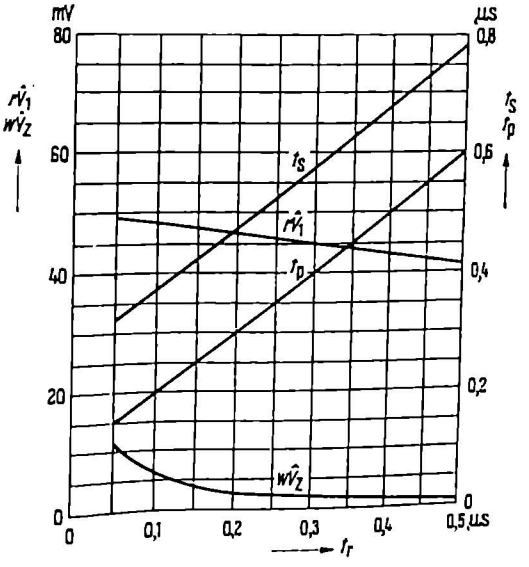
Kennlinien für die Daten der Sekundärsignale (Richtwerte)

$r\hat{V}_1$ und $w\hat{V}_z$, t_s und t_p in Abhängigkeit vom Strom I_m bzw. von der Temperatur ϑ
bei p = 0,55; t_r = 0,1 µs; t_d = 1,5 µs





$r\hat{V}_1$ und $w\hat{V}_z$, t_s und t_p in Abhängigkeit von t_r
bei $I_m = I_n$ = 640 mA; p = 0,55; ϑ = 25 °C; t_d = 1,5 µs



Schaltringkerne

Anwendung

Schaltringkerne sind Ringkerne aus Rechteck-Ferrit, deren Ausgangsspannung dazu verwendet wird, Schaltvorgänge auszulösen und zu übermitteln, Informationen einzuschreiben, abzurufen oder zu verschieben. Mit ihnen können andere Rechteck-Ferritkerne oder Transistoren, Dioden, Relais usw. angesteuert werden. Schaltringkerne werden daher für die Ansteuerung von Magnetkernspeichern sowie in Logikschaltungen, Schieberegistern, Zählstufen u.ä. verwendet.

Grundsätzliches über die Arbeitsweise von Schaltringkernen siehe Seiten 603 bis 607.

Anforderungen

An Schaltringkerne werden z.T. andere Anforderungen als an Speicherringkerne gestellt. Häufig ist es erwünscht, einen großen magnetischen Fluß umschalten zu können. Schaltringkerne haben daher im allgemeinen größere Abmessungen als Speicherringkerne. Damit die Kerne mit kleinen Durchflutungen umgeschaltet werden können, besitzen die meisten Schaltringkern-Werkstoffe eine kleinere Koerzitivfeldstärke als Speicherringkern-Werkstoffe.

Schaltringkerne werden meist nicht $I/2$-Stromkoinzidenz betrieben. Sie sollen eine hohe Nutzspannung $u\hat{V}_1$ und eine geringe Störspannung $u\hat{V}_z$ bzw. $w\hat{V}_z$ aufweisen, während eine kurze Schaltzeit t_s oft von geringerer Bedeutung ist.

Anwendungsrichtlinien

SIFERRIT-Schaltringkerne werden in verschiedenen Größen und aus Werkstoffen mit sehr verschiedenen Koerzitivfeldstärken und unterschiedlichem Temperaturverhalten hergestellt, so daß eine Anpassung an den jeweiligen Anwendungsfall gut möglich ist.

Zur Erleichterung der Auswahl des für einen bestimmten Anwendungsfall geeignetsten Werkstoffes gelten folgende Hinweise: Sind Strom I_m und Kerngröße vorgegeben, so ist die Nutzspannung um so größer und die Schaltzeit im allgemeinen um so kleiner, je kleiner die Koerzitivfeldstärke des Werkstoffes ist. Bei gleicher relativer Aussteuerung I_m/I_{cm}[1]) nimmt dagegen die Schaltzeit zu, wenn ein Werkstoff mit kleinerer Koerzitivfeldstärke gewählt wird.

Bei vorgegebenem Strom I_m kann der Durchmesser und damit auch der Querschnitt eines Kernes um so größer gewählt werden, je kleiner die Koerzitivfeldstärke ist. Eine kleine Koerzitivfeldstärke ist daher auch günstig, wenn mit vorgegebenem Strom ein möglichst großer magnetischer Fluß umgeschaltet werden soll.

Bei den NTB-Werkstoffen ist die Temperaturabhängigkeit von $u\hat{V}_1$ und t_s um so geringer, je höher die relative Aussteuerung I_m/I_{cm} gewählt wird. Wenn der Strom I_m vorgegeben ist, weisen die Stoffe mit der kleineren Koerzitivfeldstärke daher den geringeren Temperaturgang dieser Größen auf. Die Ausgangssignale der Kerne aus STB-Werkstoffen sind wesentlich weniger temperaturabhängig.

[1]) Der Koerzitivstrom I_{cm} ist derjenige Strom, der längs des mittleren magnetischen Weges l_m die Koerzitivfeldstärke H_{cm} erzeugt ($I_{cm} = H_{cm} \cdot l_m$).

Allgemeine Werkstoffdaten

Die nachstehend aufgeführten Werkstoffdaten (Richtwerte) wurden an Schaltringkernen mit 4 mm ⌀ ermittelt. Meßtemperatur 25 °C.

SIFERRIT-Werkstoffe für NTB-Schaltringkerne

SIFERRIT-Werkstoff		R 405	R 404	R 402	R 530
Koerzitivfeldstärke H_{cm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	A/cm	0,13	0,18	0,32	0,57
Remanenzinduktion B_{rm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	Tesla	0,23	0,16	0,19	0,19
Maximalinduktion B_{sm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	Tesla	0,24	0,17	0,20	0,20
Schaltkoeffizient S_w [1])	µAs/cm	0,8	0,7	0,8	0,7
Spezifischer Gleichstromwiderstand ϱ	Ω cm	10^5	10^7	10^7	10^7
Curietemperatur	°C	160	150	210	230

SIFERRIT-Werkstoffe für STB-Schaltringkerne (Vorläufige Daten)

SIFERRIT-Werkstoff		R 463	R 461
Koerzitivfeldstärke H_{cm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	A/cm	0,18	0,32
Remanenzinduktion B_{rm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	Tesla	0,28	0,28
Maximalinduktion B_{sm} bei $H_m = 2 \cdot H_{cm}$	Tesla	0,30	0,30
Schaltkoeffizient S_w [1])	µAs/cm	1,2	0,9
Spezifischer Gleichstromwiderstand ϱ	Ω cm	10^2	10^2
Curietemperatur	°C	370	370

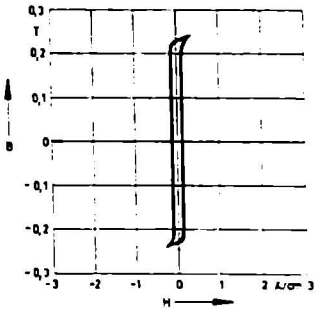
[1]) Die angegebenen Werte stellen Dimensionierungsrichtwerte dar.

Hystereseschleifen, gemessen an Schaltringkernen mit 4 mm ⌀

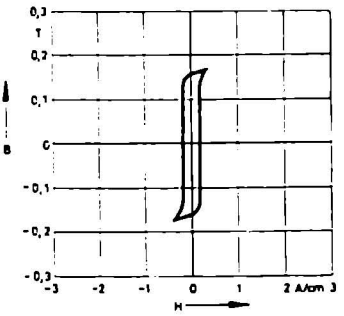
Aussteuerung: $H_m = 2 \cdot H_{cm}$; Meßtemperatur: 25 °C

NTB-Schaltringkerne

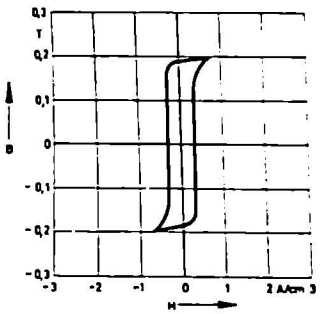
R 405



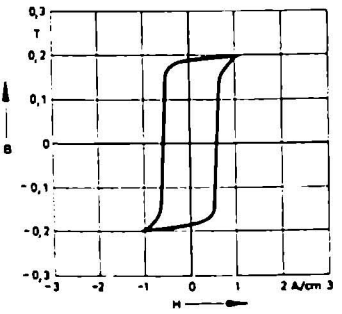
R 404



R 402

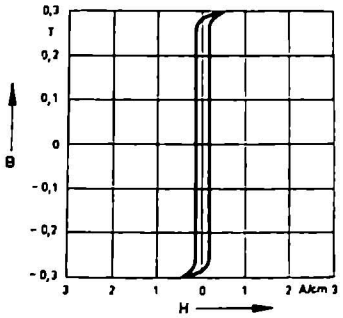


R 530

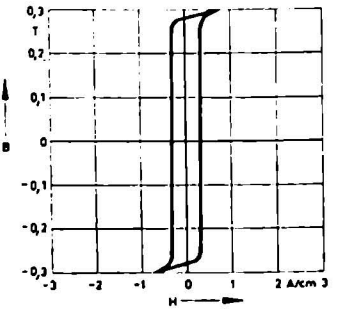


STB-Schaltringkerne

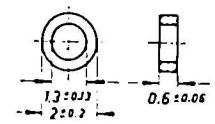
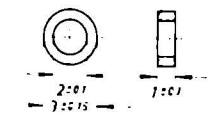
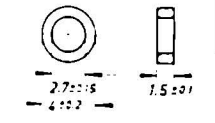
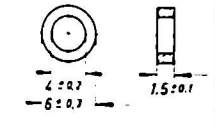
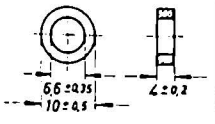
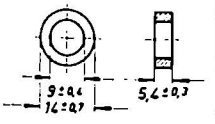
R 463



R 461



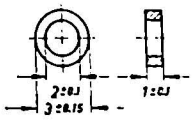
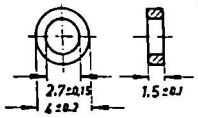
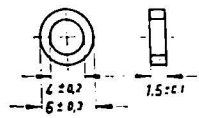
Die Daten beziehen sich auf eine Meßtemperatur (Kerntemperatur) von 25 °C.

Schaltringkerne	SIFERRIT-Werkstoff	I [1] mA	I_p mA	t_r µs	t_d µs	$u\hat{V}_1$ mV	$u\hat{V}_2$ mV	$w\hat{V}_2$ mV	t_S ≈ µs	$2B_{rm} \cdot q_m$ ≈ 10^{-8} Wb	r [2] Ω	Bestell-bezeichnung
	R 405	110	44	0,5	20	≥ 14	≤ 4	≤ 6	10	10	0,6	B64520-A5-X405
	R 404	150	60	0,5	15	≥ 23	≤ 6	≤ 9	5,5	7	0,5	B64520-A5-X404
	R 402	270	135	0,5	10	≥ 30	≤ 6	≤ 9	3,5	8	0,4	B64520-A5-X402
	R 530	470	235	0,2	3,5	≥ 100	≤ 12	≤ 20	1,5	8	0,5	B64520-A5-X530
	R 405	160	64	0,5	20	≥ 33	≤ 8	≤ 15	10	23	0,9	B64530-A5-X405
	R 404	230	92	0,5	15	≥ 45	≤ 11	≤ 21	5,5	16	0,7	B64530-A5-X404
	R 402	400	200	0,5	10	≥ 75	≤ 14	≤ 21	3,5	19	0,6	B64530-A5-X402
	R 530	720	360	0,2	3,5	≥ 200	≤ 24	≤ 47	1,5	19	0,7	B64530-A5-X530
	R 405	220	88	0,5	20	≥ 65	≤ 16	≤ 30	10	45	1,3	B64540-A5-X405
	R 404	300	120	0,5	15	≥ 90	≤ 23	≤ 42	5,5	32	1,1	B64540-A5-X404
	R 402	540	270	0,5	10	≥ 140	≤ 22	≤ 42	3,5	37	0,9	B64540-A5-X402
	R 530	960	480	0,2	3,5	≥ 400	≤ 47	≤ 90	1,5	37	1,1	B64540-A5-X530
	R 405	325	130	0,5	20	≥ 110	≤ 24	≤ 45	10	70	1,3	B64560-A5-X405
	R 404	450	180	0,5	15	≥ 140	≤ 35	≤ 65	5,5	48	1,1	B64560-A5-X404
	R 402	800	400	0,5	10	≥ 220	≤ 34	≤ 65	3,5	57	0,9	B64560-A5-X402
	R 530	1450	725	0,2	3,5	≥ 600	≤ 70	≤ 140	1,5	57	1,1	B64560-A5-X53[illegible]
	R 405	540	216	0,5	20	≥ 450	—	≤ 210	10	310	3,7	B64601-A5-X405
	R 405	750	300	0,5	20	≥ 900	—	≤ 410	10	620	5,2	B64602-A5-X405

[1]) Die angegebenen Ströme I entsprechen einer mittleren Aussteuerung von ≈ 1,6 · H_{cm}.

[2]) r ist der äquivalente Widerstand des Schaltkernes, der aus der Kurve uV_1 (Abhängigkeit vom Umschaltstrom I_m) errechnet werden kann. Die Angaben sind Dimensionierungsrichtwerte und sind nicht in die Abnahmeprüfung einbezogen.

Vorläufige Daten. Die Daten beziehen sich auf eine Meßtemperatur (Kerntemperatur) von 25 °C.

Schaltringkerne	SIFERRIT-Werkstoff	$I^{1)}$ mA	I_p mA	t_r µs	t_d µs	$u\hat{V}_1$ mV	$w\hat{V}_2$ mV	t_S ≈ µs	$2B_{rm} \cdot q_m$ ≈ 10^{-8} Wb	r Ω	Bestell-bezeichnung
	R 463	230	92	0,5	15	≥ 65	≤ 25	6	28	1,1	B64530-A5-X463
	R 461	400	200	0,5	10	≥ 140	≤ 35	3,5	28	1,0	B64530-A5-X461
	R 463	300	120	0,5	15	≥ 130	≤ 50	6	54	1,6	B64540-A5-X463
	R 461	540	270	0,5	10	≥ 280	≤ 70	3,5	54	1,4	B64540-A5-X461
	R 463	450	180	0,5	15	≥ 200	≤ 75	6	84	1,6	B64560-A5-X463
	R 461	800	400	0,5	10	≥ 420	≤ 100	3,5	84	1,4	B64560-A5-X461

[1]) Die angegebenen Ströme I entsprechen einer mittleren Aussteuerung von ≈ 1,6 · H_{cm}.

17.2. Speicherblöcke

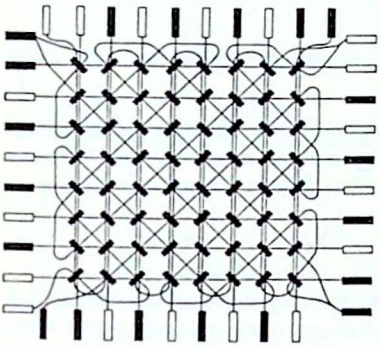
Mechanischer Aufbau

Die Kerne einer Matrix werden, z. B. nach dem in Bild 1 dargestellten Schema, in einen Rahmen geflochten, der auch zur Befestigung der Lötfahnen dient. Die Rahmen werden aus Hartgewebe- oder Epoxid-Glasfaserplatten gefertigt. Es stehen mehrere verschiedene Typen zur Verfügung, bei denen die Abstände zwischen den X- und Y-Drähten der Kerngröße angepaßt sind:

Rahmen mit einem Abstand der Drähte (Teilung) von 1,25 mm für Kerne mit 1,25 mm Außendurchmesser,

Rahmen mit einer Teilung von 0,8 mm für Kerne mit 0,8 mm Außendurchmesser,

Rahmen mit einer 0,6-mm- bzw. 0,5-mm-Teilung für Kerne mit 0,5 mm Außendurchmesser.



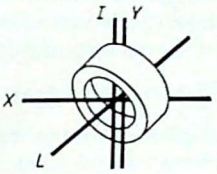


Bild 1
Beispiel für die Verdrahtung einer Matrix in MIT-Flechtweise

In die Rahmen wird normalerweise nur ein Kernfeld von z. B. 64×64 Kernen eingeflochten. Es können aber auch mehrere Kernfelder, z. B. zwei rechteckige oder vier quadratische, in einen einzigen Rahmen geflochten werden. Diese Anordnung kann wirtschaftlicher sein als das Übereinanderstapeln mehrerer Matrizen mit nur einem Kernfeld. Die X- und Y-Drähte solcher Mehrfeldermatrizen sind ebenfalls von einer Rahmenseite zur gegenüberliegenden durchgezogen und damit für nebeneinanderliegende Felder in Reihe geschaltet, während die Lese- und Inhibitdrähte der Einzelfelder getrennt herausgeführt werden. Bild 2 zeigt eine Vierfeldermatrix.

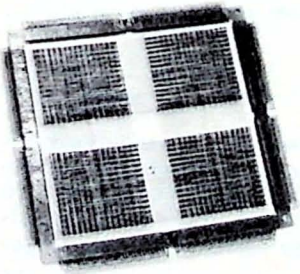


Bild 2
Vierfeldermatrix 4×64×64 mit 0,8-mm-Ø-Ringkernen

Auch für Matrizen mit großer Kernzahl, z. B. 128×128, ist diese Anordnung zweckmäßig. Die im Lesedraht induzierte Störspannung wird bei solchen Matrizen sehr groß, so daß eine Unterteilung des Lesedrahtes in mehrere, z. B. vier, Abschnitte in der oben beschriebenen Weise vorteilhaft ist. Bei großen Matrizen kann weiterhin im Inhibitdraht eine störende Verzögerung und Verformung des Impulses bzw. eine unzulässig hohe Verlustleistung eintreten, so daß auch dieser Draht zweckmäßig in mehrere Abschnitte unterteilt wird.

17.3. Transfluxoren

Aufbau

Transfluxoren sind Magnetkerne aus Rechteck-Ferriten in plattenförmiger Ausführung mit mehreren nach bestimmten Richtlinien bemessenen Durchbrüchen unterschiedlicher Größe. Dadurch bestehen mehrere unmittelbar miteinander gekoppelte magnetische Kreise mit verschiedenen Weglängen und Querschnitten. Die äußere Formgebung ist neben den magnetischen Eigenschaften des Ferritmaterials maßgebend für die elektrische Wirkungsweise und Verwendungsmöglichkeit des Transfluxors.

Anwendungen und Vorzüge

Transfluxoren können sowohl in Digital- als auch in Analog-Schaltungen angewendet werden, z. B.

als Speicherelemente für Informationen, die beliebig oft abgefragt werden können, ohne daß diese dabei zerstört werden,

als Schaltelemente in Logik-Schaltungen und Schieberegistern. Gegenüber Schaltungen mit Schaltringkernen kann dabei die Anzahl der Kerne oder der Aufwand in den Koppelschaltungen zwischen den einzelnen Stufen oft verringert werden. Der Informationsinhalt jedes Kernes kann ständig abgefragt und angezeigt werden,

als kontaktfreie Schalter in Steuer- und Regelkreisen,

als Variometer, dessen übertragbare Leistung durch einmalige Impulse geändert wird und dann – entgegen der sonst üblichen Ausführung mit Gleichstromvormagnetisierung – ohne weiteren Stromaufwand unverändert bleibt,

als Magnetverstärker, bei dem das Übertragungsmaß zwischen zwei Wicklungen mit Hilfe einer Steuerwicklung variiert werden kann,

als Integrierverstärker, bei dem die Ausgangsspannung linear vom Zeitintegral der in die Eingangswicklung gegebenen Spannungsimpulse abhängt. Der besondere Vorteil gegenüber gebräuchlichen Integrierverstärkern mit kapazitiven Speichern liegt darin, daß jeder Integrationszustand beliebig lange gespeichert bleibt, d. h., die zeitliche Folge der zu integrierenden Impulse an keine untere Grenzfrequenz gebunden ist.

Weitere Beschreibungen über Anwendungen und Eigenschaften:
Langer/Schmitt, Rechteckferritkerne, Siemens-Fachbuch.

Meßbedingungen

Die zu messenden Kerne werden mit den für die verschiedenen Prüf-Durchflutungen und die Erzeugung der Ausgangsspannung erforderlichen Wicklungen versehen. Anzahl und Anordnung der Wicklungen gehen aus dem jeweiligen Wicklungsschema hervor. Die darin eingetragenen Bezeichnungen haben folgende Bedeutung:

I_{t1} = Strom, n_{t1} = Windungszahl der Treiberwicklung Phase 1,
I_{t2} = Strom, n_{t2} = Windungszahl der Treiberwicklung Phase 2,
I_b = Strom, n_b = Windungszahl der Blockierwicklung,
I_e = Strom, n_e = Windungszahl der Einstellwicklung,
U_a = Spannung, n_a = Windungszahl der Ausgangswicklung.

Treiben

Als Treiberströme werden zwei Sinus-Halbwellen I_{t1} und I_{t2} gleicher Amplitude verwend deren zeitlicher Verlauf in Bild 1 dargestellt ist. Sie werden, wie in Bild 2 gezeigt, in zv Treiberwicklungen gleicher Windungszahl eingespeist, die auf den beiden Jochen des Treibl loches so angebracht sind, daß die Durchflutung in dem von der Wicklung umschlossenen Jo stets in Richtung der Blockierdurchflutung (siehe „Blockieren") erfolgt.

Die beiden Magnetfelder von I_{t1} und I_{t2} addieren sich zu einem sinusförmigen Wechselfe um das Treiberloch, mit einer Frequenz von 30 kHz. Die Aufteilung des Sinusstromes in zw Halbwellen wird vorgenommen, um eine Rückwirkung der Treiberströme auf den Einste zustand des Transfluxors zu vermeiden, da die Treiberströme während der Messung ständ fließen (auch beim Blockieren und Einstellen entsprechend Abschnitt „Blockieren" und „Ei stellen").

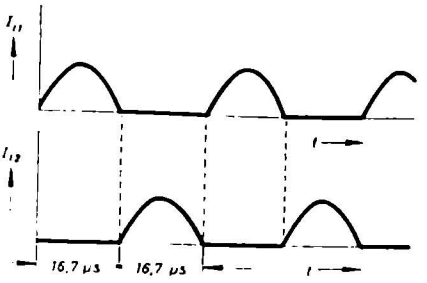


Bild 1 Zeitlicher Verlauf der Treiberströme I_{t1} und I_{t2}

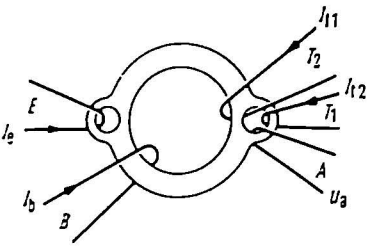


Bild 2 Wicklungsanordnung für groß Treiberströme

Messung der Ausgangsspannung

Die Treiberdurchflutung erzeugt an der Ausgangswicklung eine Spannung U_a, die an einer Oszillographen mittels einer Vergleichsspannung hochohmig gemessen und an einem x-y Schreiber als Funktion des Einstellstromes (siehe „Einstellen") aufgezeichnet wird.

Blockieren

Blockiert wird ein Transfluxor durch einen Durchflutungsimpuls $I_b \cdot n_b$. Im blockierten Zustan gibt ein Transfluxor keine oder nur eine sehr kleine Ausgangsspannung U_{ab} ab (siehe Abschni „Transfluxor-Kenndaten").

Einstellen

Eingestellt wird der Transfluxor durch eine Reihe von Durchflutungsimpulsen, deren Amplitud $I_e \cdot n_e$ schrittweise vergrößert wird. Im voll eingestellten Zustand erreicht die Ausgang spannung U_a ihren Maximalwert.

Die in der Übersicht angegebenen Abnahmewerte für $\hat{U}_{ae}/n_a$ entsprechen in etwa dem vc eingestellten Zustand des jeweiligen Transfluxors.

Stückprüfung

Jeder Transfluxor wird mit einem x-y-Schreiber auf die Einhaltung der in den Unterlagen angegebenen Abnahmedaten bei der angegebenen Meßtemperatur geprüft.

Die Transfluxoren dürfen nachträglich nicht mechanisch bearbeitet werden. Auch sind mechanische Verspannungen zu vermeiden.

Transfluxor-Kenndaten

$I_b \cdot n_b$ = Blockier-Durchflutung

$I_e \cdot n_e$ = Einstell-Durchflutung

$\hat{I}_t \cdot n_t = \hat{I}_{t1} \cdot n_{t1} = \hat{I}_{t2} \cdot n_{t2}$ = Spitzenwert der Treiber-Durchflutung

$\frac{\hat{U}_{ae}}{n_a}$ = Spitzenwert der Ausgangsspannung U_a je Windung bei voll eingestelltem Transfluxor

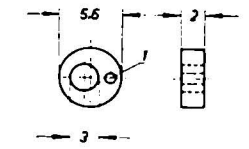
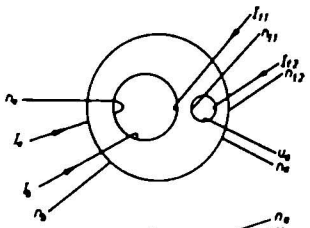
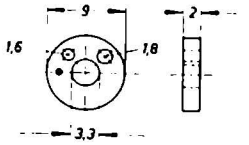
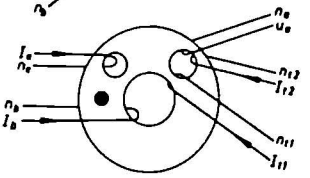
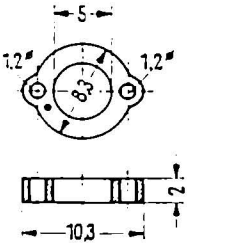
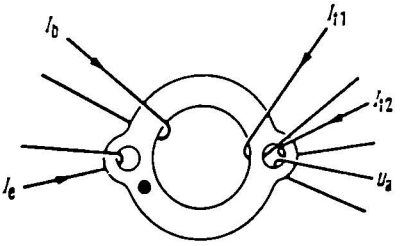
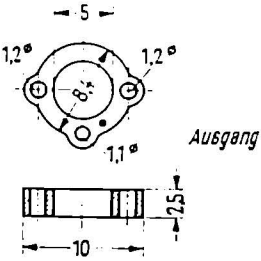
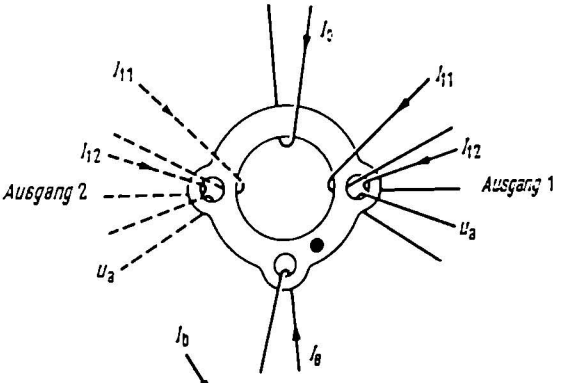
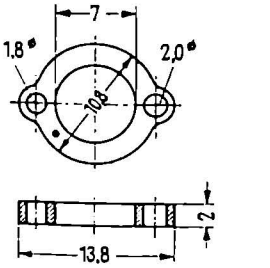
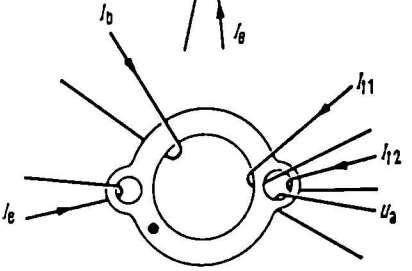
$\frac{\hat{U}_{ab}}{n_a}$ = Spitzenwert der Ausgangsspannung U_a je Windung bei blockiertem Transfluxor

$D = \frac{\hat{U}_{ae}}{\hat{U}_{ab}}$ = „Sperrverhältnis" des Transfluxors

D ist das Verhältnis der Ausgangsspitzenspannung bei eingestelltem und blockiertem Transfluxor (in der amerikanischen Literatur wird dieses Verhältnis häufig mit „discrimination ration" bezeichnet).

$I_{e60} \cdot n_e$ = „Anstiegsdurchflutung".

Dieser Wert gibt die Durchflutung $I_e \cdot n_e$ an, bei der die Kennlinie $U_a = f(I_e)$ steil ansteigt und $\frac{U_a}{n_a}$ den im Index angegebenen Wert 60 (mV) erreicht. Die Toleranz der angegebenen Werte beträgt ±15%.

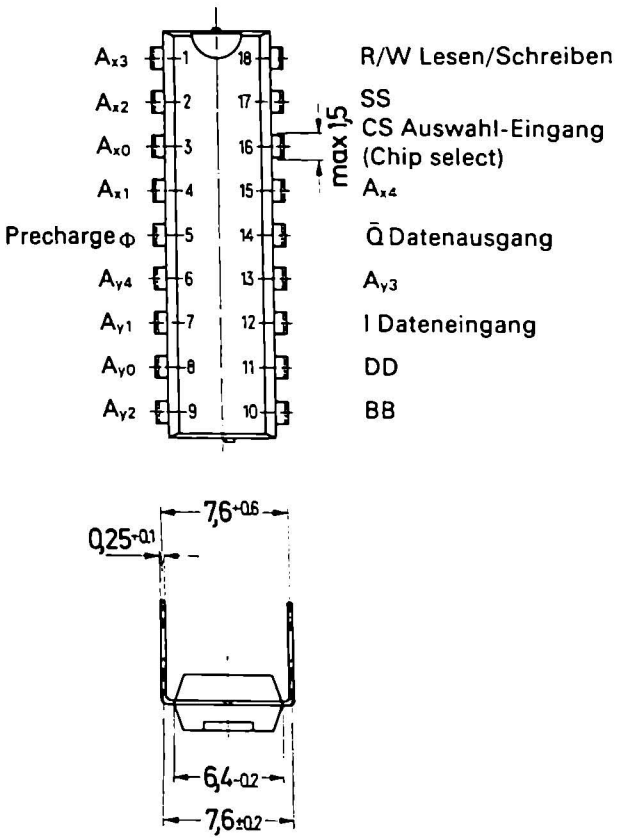
Maßbild	Wicklungsschema für Prüfung	Bauform	SIFERRIT-Werkstoff
		B64711	R 402
		B64712	R 402
		B64714	R 402
		B64715	R 402
		B64716	R 402

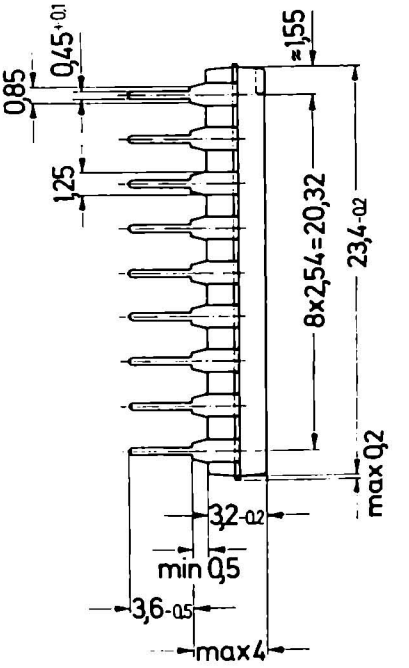
Vorläufige Daten

Dynamischer MOS-Schreib-Lese-Speicher (RAM)
Kapazität 1024 bit

L (Low) = 0
H (High) = 1

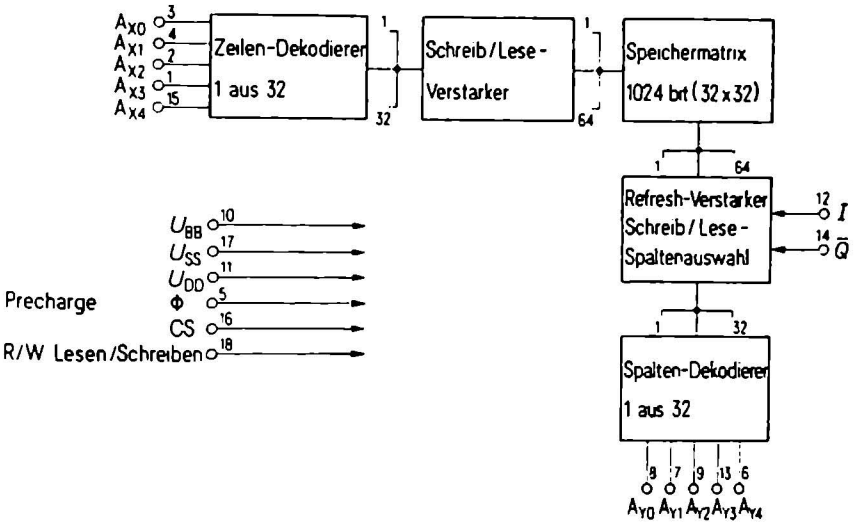
Anschlußanordnung, Ansicht von oben





- P-Kanal-Si-Gate Anreicherungstyp
- Organisation 1024 Worte je 1 bit
- Voll dekodiert
- Getrennter Dateneingang und -Ausgang
- Wired – Or – Möglichkeit
- Kapazitätserweiterung durch „Auswahl"-Eingang (Chip select)
- Dynamische Betriebsweise, dadurch geringer Leistungsverbrauch
- Zerstörungsfreies Lesen
- Datenerhaltung durch Refresh-Perioden alle 2 ms
- Alle Eingänge gegen statische Überspannungen geschützt
- Austauschbar mit Typ 1103

Block-Schaltbild



Grenzbedingungen

Arbeitstemperaturbereich	0 bis +70 °C
Lagertemperaturbereich	−65 bis ÷150 °C
Spannungsbereich (max. Spannung aller Anschlüsse gegen U_{BB})	−25 bis +0,3 V
Verlustleistung	1 W

Betriebs- und Prüfbedingungen

Umgebungstemperatur T_U	0 bis 70 °C
Source-Spannung U_{SS}	16 V ± 5%
Drain-Spannung U_{DD}	0 V
Substrat-Spannung[1]) U_{BB}	U_{SS} + 3 V bis U_{SS} + 4 V

[1]) Die Substrat-Spannung U_{BB} muß früher als die Source-Spannung U_{SS} angelegt werden.

Vorläufige Kenndaten

(gemessen bei Prüfbedingungen)	min	max.	Bedingungen
Eingangsstrom I_I		1 µA	bei U_I = 0 V
Ausgangssperrstrom $I_{\bar{Q}}$		1 µA	bei U_I = 0 V
Substrat-Strom I_{BB}		100 µA	
Mittlerer Drain-Strom I_{DDAV}		25 mA	Zykluszeit 580 ns, T_U = 25 °C Prechargelänge 190 ns
H-Ausgangsstrom $I_{\bar{Q}H}$	500 µA		T_U = 70 °C, R_L = 100 Ω
H-Ausgangsspannung $U_{\bar{Q}H}$	50 mV		T_U = 70 °C, R_L = 100 Ω
Refresh-Zyklus-Zeit t_{REF}	2 ms		T_U = 0 ··· 70 °C
Lese-Zyklus-Zeit t_R	480 ns		t_{TLH} = 20 ns, C_L = 100 pF R_L = 100 Ω, U_{Ref} = 40 mV
Zugriffszeit Adresse bis Ausgangssignal t_{Z1}	300 ns		wie t_R
ugriffszeit Precharge bis usgangssignal t_{Z2}	310 ns		wie t_R
chreib-Zykluszeit t_W	580 ns		wie t_R
ese-Schreibzykluszeit $t_{R/W}$	580 ns		wie t_R

Gehäuse: Dual-in-line, Plastik, 18 Anschlüsse.

Schichtschaltungen

18. Schichtschaltungen

18.1. Allgemeine technische Angaben

Was sind Schichtschaltungen? Welches sind ihre Vorteile? Wann ist ihr Einsatz empfehlenswert? Soll sich der Anwender nach Standardschaltungen umsehen oder „Maßanzüge" anfertigen lassen? Welche Technologie ist zu wählen und wer trifft die Wahl (Dickschicht oder Dünnschicht)? Wie erhält man eine Siemens Schichtschaltung, ein Muster, eine Serie? Welche Zeitspannen sind anzusetzen bis zum Liefereinsatz, welche Kosten entstehen? Welche Angaben braucht der Lieferant vom Kunden? Welche Möglichkeiten bieten Schichtschaltungen, welche Einschränkungen sind hinzunehmen?

Auf diese und ähnliche Fragen finden Sie im folgenden die Antworten. Vielleicht ist auch die Antwort auf Ihre Frage dabei; wenn nicht, wenden Sie sich an uns! Wir beraten Sie gern!

Aufbau

In der Schichttechnik werden dünne Leiterbahnen, Widerstands-, Dielektrikums-, oder Isolierschichten auf flache Trägerplättchen (Substrate) aufgebracht. Die Widerstände und Kondensatoren können wahlweise als Einzelelemente in einem Netzwerk durch Leitungsbahnen untereinander verbunden oder kombiniert miteinander hergestellt werden. Als Substratmaterial wird hochwertige Aluminiumoxidkeramik (in speziellen Fällen auch Steatit) oder Glas verwendet. Die Schichten werden je nach Technologie durch Siebdruck und anschließendes Sintern bei Temperaturen bis 1000 °C (Dickschichttechnik) oder durch Aufdampfen oder Aufstäuben im Vakuum (Dünnschichttechnik) erzeugt.

Die Anschlüsse der Baugruppen bestehen aus Drähten oder Bändern. Als Schutz gegen mechanische und klimatische Beanspruchung werden die Schaltungen mit Kunstharz umhüllt. Hierfür werden je nach Anwendungsfall Phenolharz oder Epoxidharz verwendet.

Schaltungen für besonders hohe Anforderungen werden in hermetisch dichte Glas-Keramik-Metall-Gehäuse (z. B. Flatpacks) eingebaut.

Werden zusätzlich aktive oder passive Miniaturbauelemente, wie Transistoren, Dioden, Halbleiterschaltkreise, Spulen, Kaltleiter etc. in die Schichtnetzwerke eingesetzt, so spricht man bei den entstehenden Baugruppen von sogenannten Hybridschaltungen. Aus technologischen und wirtschaftlichen Gründen werden heute noch in vielen Fällen anstelle von Kondensatoren in Schichtausführung diskrete Bauformen eingesetzt. Der Einbau dieser Zusatzbauelemente erfolgt in Löt-, Schweiß-, oder Klebetechnik.

Anwendung

Schichtschaltungen oder Einzelelemente in Schichttechnik werden im gesamten Bereich der Elektronik angewandt. Bausteine für den Unterhaltungssektor, Hochfrequenzwiderstände für Meßgeräte, Dämpfungsglieder, Fernsprechstationen, Kanal- und Mikrofonverstärker für die Nachrichtentechnik, Abschlußwiderstandsnetzwerke für Datenverarbeitungsanlagen, digitale und analoge Bausteine für die Steuerungstechnik sowie hochstabile und hochbelastbare Widerstandsnetzwerke für Flugverkehrs- und Weltraumanlagen sind Beispiele für den Einsatzbereich.

Im Vergleich zur konventionellen Technik bietet die Schichttechnik folgende Vorteile:

Volumenverkleinerung

Höhere Zuverlässigkeit durch die Reduzierung schaltungsinterner Verbindungsstellen

Gleichmäßigere Temperaturverteilung innerhalb des Schaltkreises infolge guter Wärmeleitung im Trägermaterial

Exakt reproduzierbare Hochfrequenzeigenschaften innerhalb einer Schaltung durch die genau definierte geometrische Ausbildung der Einzelelemente

Möglichkeit des Funktionsabgleiches

Verwirklichung neuer Bauelemente (verteilte R- und RC-Glieder)

Mögliche Entflechtung von Halbleiterschaltkreisen auf engem Raum durch die Mehrlagentechnik

In vielen Fällen geringere Kosten für den Anwender durch

- reduzierten Bestückungsaufwand
- reduzierte Prüfkosten
- reduzierte Einbauzeiten
- reduziertes Gewicht

Erforderliche Kundenangaben

Für die Auswahl der Technologie sind die elektrischen, mechanischen und klimatischen Anforderungen an die Schaltung entscheidend. In vielen Fällen ist von der Anwendung her eine Technologie nicht zwingend festgelegt. Im Bereich Bauelemente des Hauses Siemens werden Schaltungen in Dick- und Dünnschichttechnik gefertigt. Von hier kann der Anwender eine den technischen Forderungen und wirtschaftlichen Vorstellungen optimal angepaßte Lösung seines Problemes erwarten. Um eine Schaltung in Schichttechnik so zu realisieren, daß volle Funktionsfähigkeit gewährleistet ist und die Vorteile der einzelnen Schichttechniken voll ausgenützt werden können, benötigen wir möglichst ausführliche Angaben. Hierzu drei Beispiele.

Erster Fall: Sie haben eine Schaltung entwickelt, möglicherweise sogar schon in konventioneller Technik realisiert und möchten nun auf Schichttechnik umstellen.

In diesem Fall ist außer Ihrer Schaltskizze mit allen Daten der aktiven und passiven Bauelemente gegebenenfalls auch eine Festlegung der Funktionsprüfung erforderlich. Wir entflechten Ihnen die Schaltung, das heißt, wir setzen sie auf die schichttechnologischen Gegebenheiten um, so daß wir Ihnen unter Einhaltung der gestellten Bedingungen den wirtschaftlichsten Vorschlag unterbreiten können. Sie erleichtern uns diese Aufgabe, wenn Sie uns möglichst genaue Angaben machen über Funktion, eventuell auch über periphere Anschlußschaltungen sowie über mechanische und klimatische Bedingungen. Für die Kalkulation eines Richtpreises ist die zu erwartende Stückzahl der Schaltung eine wichtige Größe.

Ihr Einverständnis mit dem vorgelegten Entwurf ist die Grundlage für die Mustererstellung, Ihre Prüfung der Muster und die Freigabe sind die Voraussetzungen für den Serienanlauf.

Ein anderer Fall: Sie möchten die Flexibilität der Schichttechnik ausnützen und suchen eine Schaltung.

Beschreiben Sie die von der Schaltung erwartete elektrische Funktion möglichst genau. Nennen Sie uns die Anforderungen an die Schaltung, wie Temperaturbereich, Klimafestigkeit, über das normale Maß hinausgehende mechanische Beanspruchung und Lebensdauererwartung.

Wir erarbeiten daraufhin eine auf Ihre Wünsche und die optimale Technologie abgestimmte Schaltung und legen sie Ihnen zur Freigabe vor. Nach vollständiger Klärung aller Einzelheiten und dem Vorliegen Ihres Einverständnisses kann die Mustererstellung beginnen. Vor Liefereinsatz prüfen Sie die Muster und geben uns die Freigabe für die Serienfertigung.

Eine dritte Möglichkeit: Sie haben sich in eigenen Labors bereits mit der Schichttechnik befaßt, es sind schon Muster oder gar Prototypen Ihrer Schaltung vorhanden, und Sie suchen nun einen Lieferanten für die Serienherstellung.

Auch wenn bereits eine vollständige Spezifikation vorliegt, könnte es trotzdem sein, daß wir Ihnen aus wirtschaftlichen Gründen Änderungen empfehlen. Um doppelte Entwicklungsarbeit zu vermeiden, ist daher auch in diesem Fall ein möglichst frühzeitiger Kontakt mit uns, vor der Festlegung aller Parameter, wünschenswert.

Garantien

Wir gewährleisten die absolute Geheimhaltung gegenüber Dritten von allen technischen Unterlagen und Einzelheiten, die uns zur Realisierung einer Kundenschaltung übermittelt werden.

Die Garantien bei Baugruppen, die nach Kundenschaltungen aufgebaut sind, erstrecken sich auf die funktionsfähige Ausführung der Einzelbaugruppe. Für Funktionsmängel, die sich beim Zusammenwirken der Bauelemente aus ihren vorausbekannten spezifischen Eigenschaften (z. B. Toleranzen, Temperaturbeiwert) ergeben, kann keine Gewähr übernommen werden. Wir sind jedoch gern bereit, Sie bei der Lösung auftretender Schaltungsprobleme zu unterstützen und zu beraten.

Wirtschaftlichkeit

Die Frage nach dem Preis einer Schichtschaltung stellt sich häufig schon zu einem Zeitpunkt, bevor feststeht, welchen Umfang sie haben soll. Zweifelsohne ist die Kostenfrage für den Anwender bei der Entscheidung für eine bestimmte Technologie ausschlaggebend. Wegen der Vielfalt der Möglichkeiten und damit der Faktoren, die kostenbestimmend sind, kann eine allgemeine Aussage nur ganz grobe Anhaltspunkte geben. Es gibt Anwendungsfälle, die durch die Schichttechnik erst erschlossen wurden. Ist das gestellte Problem aber technisch auf jede heute bekannte Weise lösbar, so empfehlen sich die Schichttechniken besonders für „mittlere Serien" und oft für „Maßanzüge", d.h. für auf spezielle Anwenderwünsche angepaßte Bausteine.

Auf die oft gestellte Frage nach wirtschaftlicher Gegenüberstellung (Kostenvergleich) der konventionellen Leiterplattentechnik zu den integrierten Techniken (Schichttechnik oder Halbleitertechnik) kann ohne Analyse des jeweiligen Einzelfalles keine zufriedenstellende Antwort gegeben werden.

Als grobe Faustregel gilt:

Der Einsatz von integrierten Schichtschaltungen kann im Vergleich zum Einzelaufbau auf Leiterplatten bei Betrachtung aller Faktoren (z. B. Montage, Raumersparnis, Zuverlässigkeitserhöhung) für den Anwender bereits die Kleinserien ab 2000 bis 5000 Stück interessant sein; insbesondere die Multilayer-Versionen. Die Anlaufkosten sind wesentlich niedriger, die Lieferanlaufzeiten außerdem wesentlich kürzer als bei der Halbleitertechnik.

Richtwert: Serienliefereinsatz ca. drei Monate nach endgültig erfolgter Festlegung der Schaltung.

Dickschichttechnik

Allgemeine technische Angaben

Technologie

Leiterbahnen, Leitungskreuzungen, Widerstände und Kondensatoren werden im Siebdruckverfahren auf dünne Plättchen aus keramischem Material aufgedruckt. Die so entstandenen ca. 15 bis 30 µm starken Schichten werden bei Temperaturen zwischen 730 °C und 1000 °C eingebrannt. Zum Schutz der Einzelelemente wird in den meisten Fällen als Abdeckung eine dünne Glasur aufgedruckt und ebenfalls gesintert. Grundmaterial der Schichten für Leiterbahnen und Widerstände sind auf der Basis edler Metalle (Silber, Palladium, Wismut, Ruthenium, Platin, Iridium und Gold) aufgebaute Pasten.

Die einzelnen Arbeitsgänge bei der Herstellung eines Dickschicht-RC-Netzwerkes mit Leitungskreuzungen sind in dem Diagramm auf Seite 631 dargestellt.

Substrate

Als Trägermaterial (Substrat) wird Aluminiumoxid-Keramik vom Typ KER 708 nach DIN 40685 verwendet. Damit werden die Forderungen nach Wärmeleitfähigkeit, Temperaturbeständigkeit und chemischer Resistenz erfüllt.

Für besondere Anwendungsfälle kann auch Steatit-Keramik (Magnesiumsilikat enthaltende Masse) verwendet werden.

Leiterbahnen und mehrlagige Leiterbahnnetzwerke

Leiterbahnen bestehen aus Silber-Palladium (Ag-Pd), in speziellen Fällen auch aus Gold (Au).

Mehrlagige Leitungsnetzwerke:

Die Verdrahtung von integrierten Halbleiterschaltkreisen auf engem Raum kann in 3 Leiterbahnlagen in Dickschichttechnik realisiert werden. Hierbei kommen Halbleiterchips ohne Umhüllung oder in Beamlead-Ausführung zum Einsatz. Der Einbau solcher Schaltungen erfolgt vorzugsweise in sogenannten „Flatpackages". Detaillierte Angaben in Vorbereitung.

Als Anhaltspunkt kann folgende Angabe dienen: Auf einem Substrat der Größe 2,5 × 2,5 cm² können 25 integrierte Schaltkreise (IC's) in Form nackter Chips (mit im Mittel 6 Anschlüssen) zu einem Funktionsbaustein elektrisch verbunden werden.

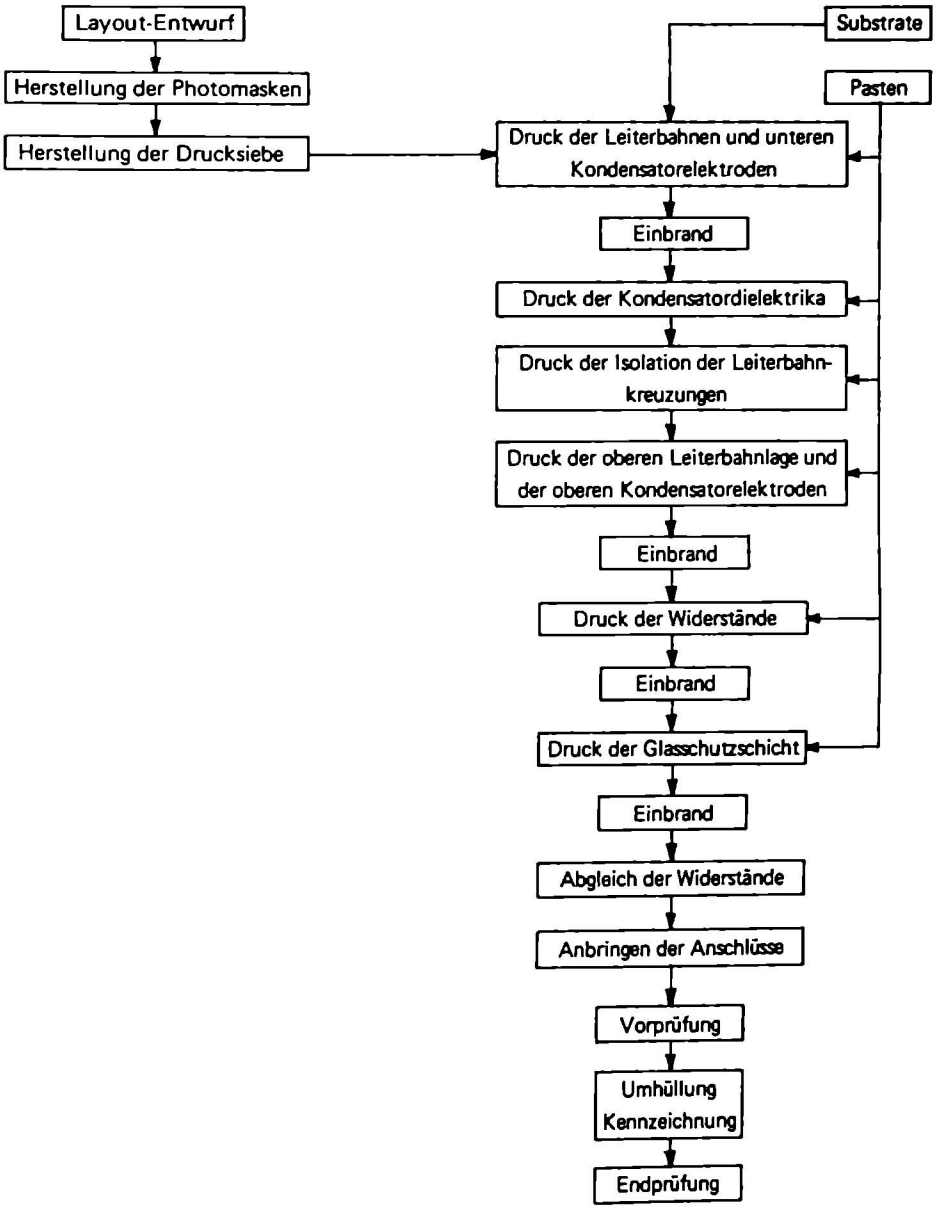
Dickschichtwiderstände

Bei der Herstellung der Netzwerke werden die gewünschten Widerstandswerte durch entsprechende Auslegung von Länge und Breite der Widerstandsbahnen erreicht.

Für den Druckvorgang werden Pasten verwendet, die auf der Basis von Edelmetallen aufgebaut sind. Entsprechend der geforderten Qualität der Widerstände bezüglich Temperaturbeiwert α_R, Rauschen, Langzeitstabilität usw. wird das für die Herstellung zu verwendende Metallsystem ausgewählt. Die Pasten werden im Siebdruckverfahren auf die Substrate aufgedruckt und anschließend bei Temperaturen zwischen 730 °C und 1050 °C gesintert. Zur Erhöhung der Langzeitstabilität werden die Widerstände mit einer Glasschutzschicht versehen. Engtolerierte Widerstände (bis 0,5% in Sonderfällen) werden mit Laserstrahl abgeglichen. Hierbei wird die Widerstandsgeometrie durch berührungsloses Abtragen (Abdampfen) von Widerstandsmaterial so lange geändert, bis der Sollwert erreicht ist. Bei Widerständen mit Glasschutz tritt während des Abgleichvorganges durch den schmelzenden und wieder erstarrenden Glasfluß gleichzeitig eine Versiegelung der Abgleichrille ein, wodurch Langzeitkonstanz und Lötempfindlichkeit der Widerstände günstig beeinflußt werden.

Vorauswahl, Abgleich, Endkontrolle und Ausschußmarkierung der Widerstände werden im Fertigungsprozeß automatisch durchgeführt. Dadurch wird eine hohe Gleichmäßigkeit und Sicherheit des Verfahrens gewährleistet.

Fertigungsschritte bei der Herstellung einer RC-Baugruppe mit Leitungskreuzungen in Dickschichttechnik.



Belastbarkeit

Die Belastbarkeit eines Dickschichtwiderstandes ist abhängig von:

der aktiven Widerstandsfläche

der Geometrie des Widerstandes

der Lage des Einzelwiderstandes auf dem Substrat sowie zu anderen belasteten Widerständen auf dem Substrat

der Lage des Widerstandes gegenüber gut wärmeleitenden Anschlußelementen

der Umgebungstemperatur

der verwendeten Widerstandspaste

Aufgrund dieser vielfältigen Abhängigkeiten kann als allgemeine Angabe nur folgender Richtwert genannt werden: max. Belastbarkeit 0,5 W/cm² Substratfläche.

Die Summe der Einzelbelastungen mehrerer Widerstände auf einem Substrat ergibt unter Berücksichtigung der genannten maximalen Belastbarkeit die Mindestsubstratgröße.

Bei der Dimensionierung von Widerständen wird berücksichtigt, daß bei max. Belastung bis zu einer Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 80\,°C$ aufgrund der Eigenerwärmung die heißeste Stelle der Widerstandsschicht $\vartheta_O = 125\,°C$ max. betragen darf. In den meisten Anwendungsfällen wird die sich aus der Belastung ergebende Mindestsubstratfläche weit überschritten, so daß nur geringfügige Temperaturerhöhungen auf dem Substrat durch Eigenerwärmung der Widerstände im Betrieb auftreten.

Temperaturbeiwert (α_R)

Das Temperaturverhalten von Dickschichtwiderständen ist abhängig von den jeweils verwendeten Pasten und ist im allgemeinen nicht linear. Es ist deshalb üblich, für die einzelnen Pasten typische Temperaturkurven sogenannte „Temperatur-Charakteristika" anzugeben. Hierbei wird die relative Widerstandsabweichung $\frac{\Delta R}{R}$ über der Temperatur aufgetragen.

Für das Spektrum der zur Anwendung kommenden Normalpasten[1]) ergeben sich im Temperaturbereich von −55 °C bis +125 °C die in Bild 1 gezeigten charakteristischen Temperaturkurven. Als Parameter ist der jeweilige Nennflächenwiderstand $R_\square$[2]) der entsprechenden Paste aufgetragen.

Aus der Messung nach DIN 44 050 errechnet sich der Temperaturbeiwert nach folgenden Formeln:

$$\alpha_{R\,heiß} = \frac{R_{125°} - R_{25°}}{R_{25°}\,(125° - 25°)} \quad \text{im Bereich } +25\,°C \text{ bis } 125\,°C$$

$$\alpha_{R\,kalt} = \frac{R_{55°} - R_{25°}}{R_{25°}\,(-55° - 25°)} \quad \text{im Bereich } -55\,°C \text{ bis } +25\,°C$$

Aus diesen Formeln ergeben sich für das Spektrum der in Bild 1 dargestellten Normalpasten die in der Tabelle 1 aufgeführten maximal zulässigen α_R-Grenzwerte für die entsprechenden Temperaturbereiche.

[1]) Normalpasten (Pasten des Ag-Pd-Systems) werden verwendet, wenn keine erhöhten Anforderungen an die Widerstände gestellt werden, wie z.B. eingeengter Temperaturbeiwert, geringes Rauschen, hohe Langzeitkonstanz, höchste Belastbarkeit.

[2]) Flächenwiderstand $R_\square$ = Widerstand, gemessen zwischen zwei gegenüberliegenden Kanten eines Quadrates.

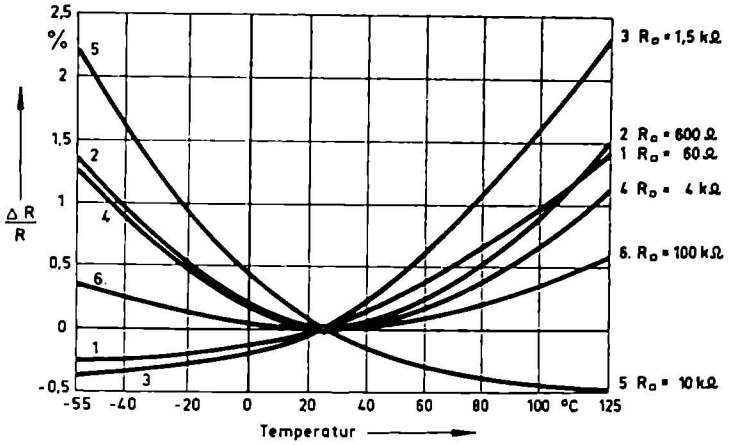


Bild 1 Temperatur-Charakteristika der Normalpasten

Für besondere Anwendungsfälle werden auch Pasten mit eingeengten α_R-Werten ($< \pm 100 \cdot 10^{-6}/°C$) verwendet.

untere Grenztemperatur °C	− 55	+ 25
obere Grenztemperatur °C	+ 25	+125
Grenzwerte des $\alpha_R \cdot 10^{-6}/°C$	+100 −300	+300 −100

Tabelle 1 Maximal zulässige α_R-Grenzwerte für Normalpasten

Rauschen

Das Rauschen der Dickschichtwiderstände ist ebenfalls von der jeweils verwendeten Paste abhängig. Innerhalb eines Pastensystems steigt der Rauschindex $J = 20 \log v/V$ [dB] (v/V = Rauschspannung pro V in einer Dekade) mit zunehmendem Flächenwiderstand $R_\square$ (Ω). Weiterhin ist das Rauschen eine Funktion der Widerstandsgeometrie und des Widerstandsvolumen bzw. bei konstanter Schichtdicke der Widerstandsfläche. Der Rauschindex nimmt mit zunehmender Widerstandsfläche ab.

Aus Bild 2 läßt sich der Rauschindex über den Flächenwiderstandsbereich der Normalpasten erkennen, bezogen auf Widerstände der Fläche 3×3 mm².

Für Einzelwiderstände unterschiedlicher Geometrie und Fläche kann der Rauschindex aus den Layout-Angaben ermittelt werden.

Erfordert ein Anwendungsfall extrem niedrige Rauschzahlen, können Pasten eingesetzt werden, deren Rauschindex gegenüber dem der Normalpasten um ca. 10 dB tiefer liegt.

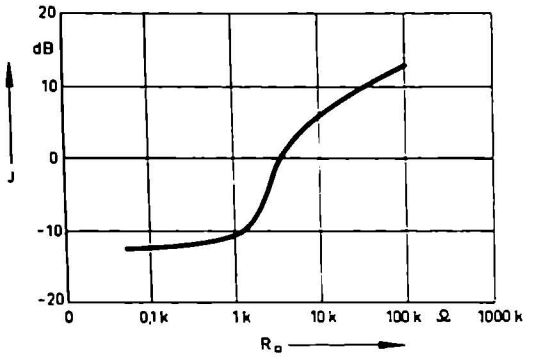


Bild 2 Rauschindex von Widerständen, hergestellt mit Normalpasten (Widerstandsfläche 3×3 mm²)

Langzeitkonstanz

Widerstandsdrift bei Temperaturlagerung

Die Bilder 3 bis 6 zeigen das typische Langzeitverhalten von Dickschichtwiderständen aus Normalpasten bei einer Lagertemperatur von 125 °C ohne Belastung. Diese Prüfbedingung ist gleichzusetzen einer Umgebungstemperatur von 80 °C bei angelegter max. zulässiger Belastung. Die mittlere Kurve entspricht jeweils der mittleren Drift, die Grenzkurven des schraffierten Bereichs zeigen die Standardabweichungen (σ-Werte).

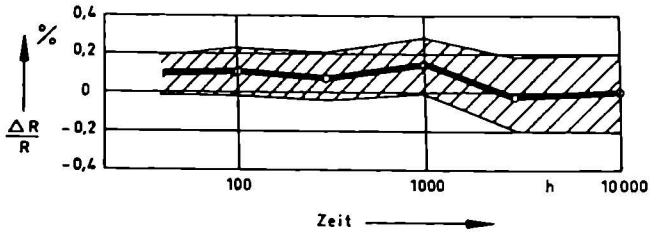


Bild 3 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit Flächenwiderstand der Paste: $R_□ = 60\ \Omega$

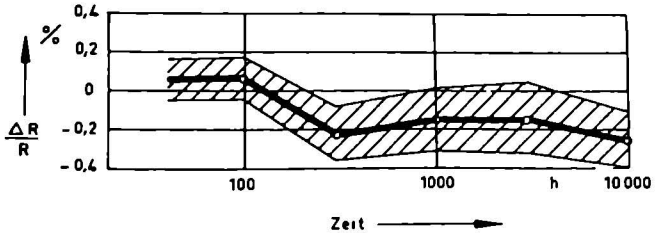


Bild 4 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit Flächenwiderstand der Paste: $R_□ = 1{,}5\ k\Omega$

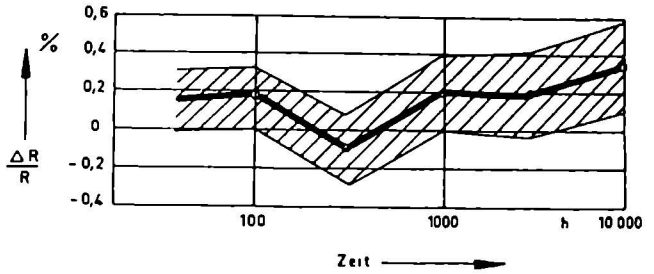


Bild 5 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit
Flächenwiderstand der Paste: $R_{\square} = 10\ k\Omega$

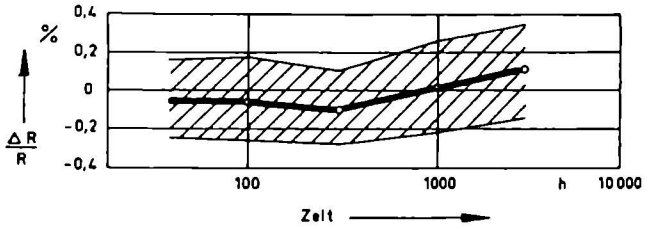


Bild 6 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit
Flächenwiderstand der Paste: $R_{\square} = 100\ k\Omega$

Widerstandsdrift bei Feuchtelagerung

Die Bilder 7 bis 9 zeigen das typische Langzeitverhalten von Dickschichtwiderständen aus Normalpasten unter Feuchteeinfluß. Die Prüfbedingungen waren hierbei 92% relative Feuchte und 40 °C Umgebungstemperatur. Die mittlere Kurve entspricht jeweils der mittleren Drift, die Grenzkurven des schraffierten Bereichs zeigen die Standardabweichungen (σ-Werte).

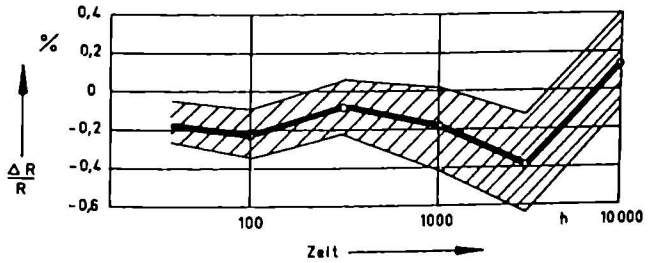


Bild 7 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit
Flächenwiderstand der Paste: $R_{\square} = 60\ \Omega$

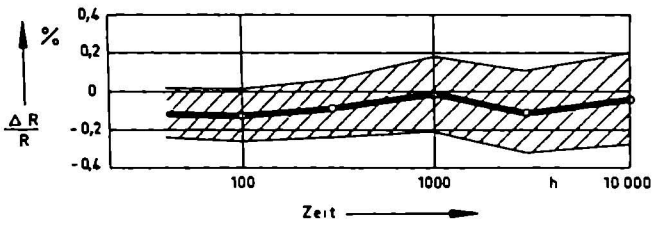


Bild 8 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit
Flächenwiderstand der Paste: $R_{\square} = 1{,}5\ k\Omega$

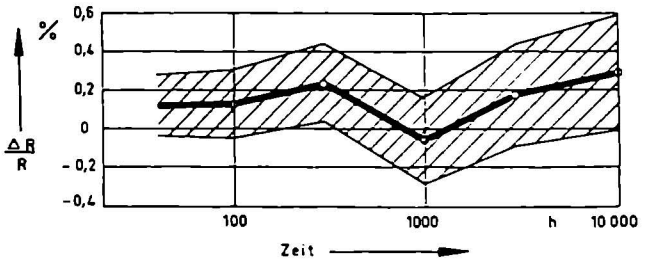


Bild 9 Widerstandsdrift in Abhängigkeit von der Lagerzeit
Flächenwiderstand der Paste: $R_{\square} = 10\ k\Omega$

Dickschichtkondensatoren

Dickschichtkondensatoren können als Einzelchips oder integriert in Widerstandsnetzwerken hergestellt werden. Mit dielektrischen Pasten auf Bariumtitanat-Basis lassen sich zur Zeit Flächenkapazitäten bis etwa 20 nF/cm² erreichen. Der Aufbau eines Dickschichtkondensators entspricht dem eines keramischen Einschichtkondensators. Zum Schutz gegen Feuchteeinfluß werden die Kondensatoren mit einer Glasschutzschicht abgedeckt.

Die elektrischen Werte der Dickschichtkondensatoren hängen im wesentlichen von der Art des verwendeten Dielektrikums und der Technologie der Herstellung ab. Aus Gründen der technischen Qualität sowie hauptsächlich wegen der relativ geringen Flächenkapazität muß der Einsatz von Dickschichtkondensatoren in Schaltkreisen von Fall zu Fall sorgfältig erwogen werden. In vielen Fällen wird sich das Einlöten diskreter Kondensatoren in Chip-Form als sinnvoller erweisen.

Dünnschichttechnik

Allgemeine technische Angaben

Technologie

Leiterbahnen, Widerstände und Kondensatoren werden im Vakuum auf die Susbtrate aufgebracht. Dazu wurden zwei Technologien entwickelt

das Aufstäuben mit anschließendem selektiven Fotoätzen (Ta, Ta_2O_5) und

das Aufdampfen durch Masken (NiCr, SiO).

In beiden Technologien sind der Bereich und die Konstanz der Widerstände etwa gleich; bei Kondensatoren ist das Wertespektrum unterschiedlich, weil die Dielektrizitätskonstante von Tantalpentoxid ($\varepsilon = 26$) größer ist als die von Siliziumoxid ($\varepsilon = 4{,}8$).

Tantal-Fotoätztechnik

Bei diesem Verfahren dient Tantal als Widerstandsmaterial und das aus Tantal durch anodische Oxidation gebildete Tantalpentoxid (Ta_2O_5) als Dielektrikum. Die Leiterbahnen bestehen aus Gold mit Nickelchrom als Haftschicht. Die Schichten werden durch Kathodenzerstäubung im Vakuum ganzflächig auf die Keramik- oder Glassubstrate aufgebracht; anschließend werden die Netzwerke durch Fotoätzen herausgearbeitet. Dies geschieht mit UV-lichtempfindlichen Lacken und selektiven Ätzflüssigkeiten für die Gold-, die NiCr- und die Tantalschicht.

Die Tantal-Fotoätztechnik ist für die wirtschaftliche Herstellung von Widerstandsnetzwerken in großen Stückzahlen besonders gut geeignet. Dabei werden mehrere Netzwerke gleichzeitig auf Großsubstraten von $100 \cdot 100\ mm^2$ hergestellt, die anschließend mit einem numerisch gesteuerten Laser in Einzelnetzwerke zerlegt werden.

NiCr-Aufdampf-Maskentechnik

Bei dieser Technik dampft man Widerstände (NiCr), Kondensatoren (SiO) und Leitungszüge (NiCr-Au) durch Masken auf die Glassubstrate auf. Man benötigt dazu sechs Aufdampfpositionen und sechs verschiedene Masken. Alle Bedampfungen werden in einem Arbeitsgang im Hochvakuum ausgeführt, so daß nach der Belüftung der Anlage die fertigen Strukturen vorliegen.

Die NiCr-Aufdampftechnik wird hauptsächlich dort angewandt, wo besonders hohe Anforderungen an die Schaltung in Verbindung mit der Forderung nach integrierten abgleichbaren Dünnschichtkondensatoren vorliegen.

Das Diagramm auf Seite 20 zeigt den Fertigungsablauf bei der Herstellung einer RC-Baugruppe in den beiden Dünnschichttechniken.

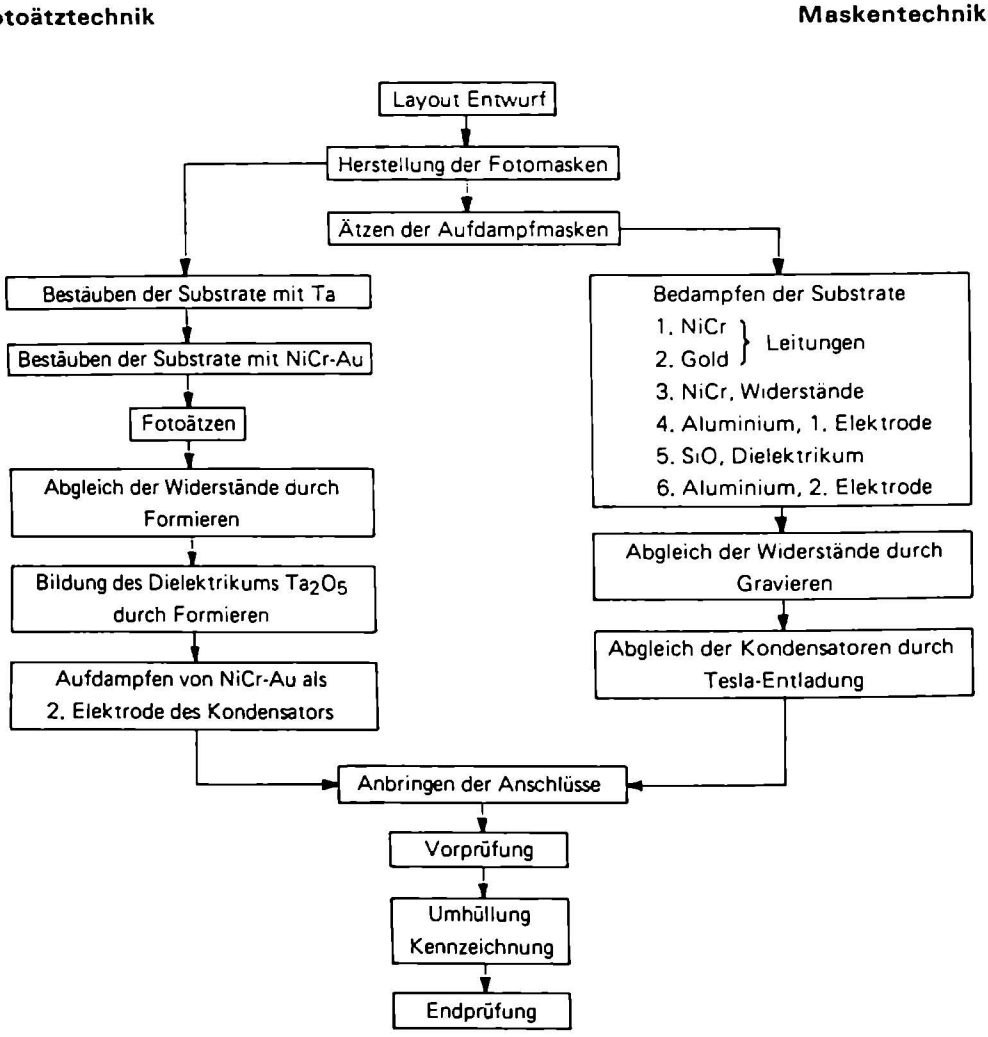
Substrate

Als Trägermaterial für die Schichten wird besonders hochwertige Aluminiumoxid-Keramik oder Borsilikatglas verwendet. Durch die hohe Wärmeleitfähigkeit ist Keramik für hochbelastbare Widerstandsnetzwerke besonders geeignet. Glas wird aufgrund seiner glatten Oberfläche hauptsächlich für Netzwerke mit Kondensatoren verwendet.

Leiterbahnen

Die Leiterbahnen bestehen aus NiCr-Au. Sie können galvanisch mit einer 4 bis 6 µm starken Goldschicht verstärkt werden, wenn es die Hybridierung der Schaltung mit Beamlead- oder Flip-Chip-Halbleitern erforderlich macht.

Fertigungsschritte bei der Herstellung einer RC-Baugruppe in den beiden Dünnschichttechnologien



Dünnschichtwiderstände

Die geforderten Widerstandswerte werden durch entsprechende Auslegung der Widerstandsgeometrie erreicht. Auf einem Quadratzentimeter Substratfläche kann als Summe der Widerstandswerte maximal 1 MΩ hergestellt werden.

Fotoätztechnik

Als Widerstandsmaterial wird Tantalnitrid verwendet. Die Schichten werden in Vakuumanlagen auf die Substrate aufgestäubt. Damit erreicht man Widerstandsschichten von hoher Stabilität mit Flächenwiderständen von 10 bis 150 Ω.

Die Widerstände werden durch anodische Oxidation abgeglichen. Bei diesem sogenannten Formierabgleich wird der Querschnitt des Widerstandes durch die Bildung von Tantalpentoxid verringert. Damit können Abgleichtoleranzen von ± 0,1 % bzw. ± 50 mΩ erreicht werden.

Die Fotoätztechnik liefert feinste Widerstandsstrukturen (bis zu 30 µm), die einen sehr hohen Miniaturisierungsgrad der Schaltung ergeben. So kann z. B. eine Reihe von Dünnschicht-Schaltungen in dem von Halbleiter-Schaltkreisen bekannten Dual-in-line-Gehäuse untergebracht werden.

Maskentechnik

Bei dieser Technik wird Nickelchrom als Widerstandsmaterial durch Masken auf die Substrate aufgedampft. Der Flächenwiderstand dieser Schichten reicht von 10 bis 400 Ω. Abgeglichen werden die Netzwerke durch Mikrogravierung. Dabei wird die Widerstandsschicht durchtrennt, so daß die Länge der Widerstandsbahn wächst und die Breite abnimmt. Auf diese Weise können Toleranzen von ± 0,1 % bzw. ± 50 mΩ eingehalten werden.

Werden besonders hohe Anforderungen an die Schaltung gestellt, so lassen sich mit speziellen Abgleichverfahren auch noch geringere Toleranzen in den beiden Techniken erreichen.

Belastbarkeit

Die Belastbarkeit der Dünnschichtwiderstände hängt im wesentlichen von der Umgebungstemperatur und der Geometrie ab. Für hochkonstante Widerstandsgruppen beträgt die Belastbarkeit 0,3 W/cm² Substratfläche bei einer Umgebungstemperatur von $\vartheta_u = +70\,°C$. Nach diesem Wert berechnet sich die Mindestsubstratgröße der Schaltung.

Temperaturbeiwert (α_R)

Für den interessierenden Temperaturbereich von −55 °C bis +125 °C ist der Temperaturbeiwert nahezu konstant.

Unabhängig von dem Betrag des Widerstandes beträgt er für

Tantal $(-60 \pm 30) \cdot 10^{-6}/°C$ und für

Nickelchrom $(0 \pm 50) \cdot 10^{-6}/°C$.

Auf einem Substrat ist die Streuung des Temperaturbeiwertes kleiner $\pm 15 \cdot 10^{-6}/°C$, im allgemeinen $\pm 5 \cdot 10^{-6}/°C$. Das ist besonders für Spannungsteileranwendungen von Interesse.

Rauschen

Die Rauschwerte ($< 20\,dB \triangleq < 0{,}1\,\mu V/V$) der Dünnschichtwiderstände sind infolge der metallischen Leitung sehr gering und ähnlich den Werten der Metallschichtwiderstände.

Langzeitkonstanz

Für Tantalnitridwiderstände und für NiCr-Widerstände ist die Konstanz der Widerstände in erster Näherung eine Funktion der Temperatur. Da die Widerstandsdrift exponentiell von der Temperatur abhängig ist, müssen Schaltungen für besonders hohe Anforderungen in der Temperatur niedrig gehalten werden.

$$\frac{\Delta R}{R} \sim \sqrt{t} \cdot e^{-\frac{E}{kT}}$$

t = Zeit
E = Aktivierungsenergie
k = Boltzmannkonstante
T = absolute Temperatur

Bei 0,3 W/cm² Verlustleistung und 70 °C Umgebungstemperatur ist die Konstanz in 1000 Std. besser als 0,2%. Dieselben Werte gelten für Lagertests bei 125 °C und Dauerversuche bei 40 °C, 1/10 Normallast und 95% rel. Luftfeuchte.

Dünnschichtkondensatoren

Die Dünnschichttechnologie bietet ein Kondensatorspektrum hoher Güte von wenigen pF bis zu 100 nF. Siliziumoxid-Kondensatoren können von 10 pF bis 5 nF, Tantalpentoxid-Kondensatoren von 100 pF bis 100 nF geliefert werden.

Tantalpentoxid-Kondensatoren (Ta_2O_5) werden aus β-Tantal hergestellt. Diese Dünnschichtmodifikation reinen Tantals führt zu einer hohen Zuverlässigkeit und Ausbeute der Kondensatoren. Die β-Tantalschicht wird elektrolytisch zu dem Dielektrikum Ta_2O_5 oxidiert. Darauf wird dann eine NiCr-Au-Deck-Elektrode aufgedampft. Der Kondensator hat also als Grundelektrode Tantal, als Dielektrikum Ta_2O_5 und als Deck-Elektrode CrNi-Au. Er ist polar.

Siliziumoxid-Kondensatoren (SiO) werden im Hochvakuum aufgedampft. Die Grundelektrode ist Aluminium (Maske 1), das Dielektrikum besteht aus SiO (Maske 2) und die Deck-Elektrode ist wiederum Aluminium (Maske 3). Die Kondensatoren sind unpolar. Sie zeichnen sich durch hohe Konstanz aus und können mit Toleranzen von ± 0,5% geliefert werden.

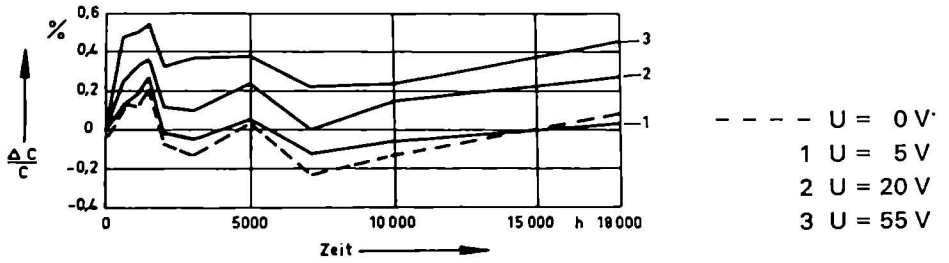


Bild 10 Dauerverhalten bei Belastung

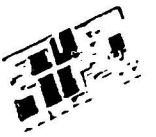
Relative Kapazitätsänderung ΔC/C von SiO-Dünnschichtkondensatoren mit der Zeit t, Umgebungstemperatur 70 °C; Raumfeuchte, Meßfrequenz 1 kHz.

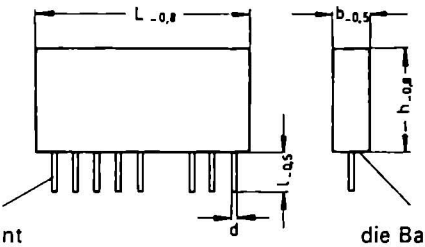
18.2. Dickschicht-Schaltungen

Leiterbahnen, Widerstände und Kondensatoren

In der Dickschichttechnik werden Widerstände, Leiterbahnen, Kondensatoren und isolierende Schichten im Siebdruckverfahren auf keramische Träger (Substrate) aus Al_2O_3 aufgebracht. Eine zusätzliche Bestückung dieser Schaltungen mit passiven und aktiven Bauelementen ist möglich. Leiterbahnen und Kontakte gewährleisten einwandfreie Verbindungen und gute Haftfestigkeit.

Zum Schutz gegen mechanische und atmosphärische Einflüsse, werden die Schaltungen mit Kunstharz umhüllt. Schaltungen für besonders hohe Anforderungen werden in hermetisch dichte Gehäuse eingebaut.





verzinnt

die Baugruppen können mit der Unterkannte auf den Schaltungsplatinen aufsitzen

Abmessungen [1])		
umhüllte Schaltungen	L	6 8,5 11 13,5 17,5 21 26 34 51 mm
	b	≥ 2,5 mm (abhängig von der Bestückung mit Zusatzbauelementen)
	h	6,5 9 11,5 14 18 21,5 26,5 mm
unumhüllte Einzelwiderstände (Vorzugswerte)		1,5×7,5 1,5×4 mm²
Schaltungen in hermetisch dichten Gehäusen (z. B. Flatpacks)		Abmessungen für Gehäuse und Anschlüsse auf Anfrage
Anschlüsse		
einseitige Belegung	d	ø 0,5 ø 0,65 mm
	l	max. 15 mm (auf Wunsch auch in den Längen gestaffelt)
		Anschlußkämme auf Anfrage, auch Belegung auf 2 gegenüberliegenden Seiten.

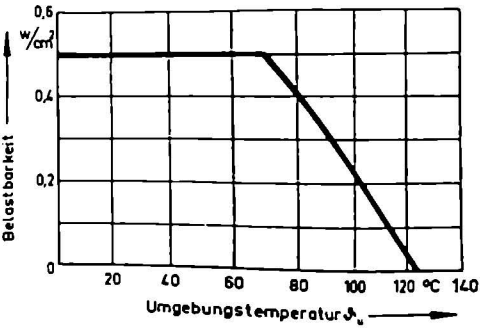
[1]) Sondorabmessungon auf Anfrage
Packungsdichte: Mittlere Anzahl der Einzelbauteile pro cm³ : 15

Rastermaß	2,5[1]) 2,54 (1/10″) 3,175 (1/8″) mm
Zugfestigkeit der Anschlüsse	⩾ 10 N bei Zugbeanspruchung in axialer Richtung
Umhüllung	Phenolharz bei unregelmäßiger Tauchumhüllung Epoxidharz bei unregelmäßiger Tauchumhüllung bei regelmäßiger Umhüllung durch Verguß bei regelmäßiger Umhüllung durch Umpressen
Anwendungsklasse nach DIN 40040, Entw. 6.70	
für erhöhte Anforderungen	GKF[2]) G ≙ untere Grenztemperatur −40 °C K ≙ obere Grenztemperatur +125 °C F ≙ mittlere relative Feuchte ⩽ 75%; 60 Tage im Jahr 85%; für weitere 30 Tage im Jahr 95%. Ohne Betauung.
für höchste Anforderungen	Angaben hierfür sind den speziellen Bauformblättern zu entnehmen.
zul. Umgebungstemperaturbereich	−40 ··· +70 °C
Lötfestigkeit Prüfung nach DIN 40046 Temperatur max. Lötzeit	 Tauchlötung 235 ± 5 °C 7 ± 1 s
Grenzspannung Gleichspannung oder Spitzenwert der Wechselspannung	 100 V zwischen beliebigen nicht verbundenen Anschlüssen
Leiterbahnen	
Leiterbahnwiderstände Silber-Palladium (Ag-Pd) Gold (Au)	 unverzinnt $R_\square$ 40 ··· 60 mΩ[3]) verzinnt $R_\square \approx$ 5 mΩ unverzinnt $R_\square \approx$ 5 mΩ
Leiterbahnbreite	0,4 ··· 0,5 mm Kleinstmaß 0,2 mm

[1]) Vorzugswert

[2]) Einschränkungen können durch Hybridbauelemente auftreten

[3]) $R_\square$ = Flächenwiderstand (Widerstand in Ohm, gemessen zwischen zwei gegenüberliegenden Kanten eines Quadrates)

Leiterbahnabstände		0,4···0,5 mm Kleinstmaß 0,2 mm
Verkopplungskapazität zwischen parallel laufenden Leitungszügen, Richtwert		< 1 pF/cm Länge bei 0,5 mm Breite und 0,4 mm Abstand der Leiterbahnen
Mehrlagige Leiterbahnen		detaillierte Angaben in Vorbereitung
Widerstände		
Widerstandsbereich und Toleranz	± 20% ± 10% ± 5% ± 2% ± 1%[1]	10 Ω···100 kΩ
	± 20% ± 10% ± 5%	> 100 kΩ···1 MΩ[2]
max. Belastbarkeit W/cm² in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u Richtwerte in ruhender Luft		
Temperaturbeiwert α_R abhängig von der verwendeten Widerstandspaste Richtwerte		± 300 · 10⁻⁶/°C Der Temperaturbeiwert wird mit steigendem Flächenwiderstand negativer.
Eigenrauschen abhängig von Paste, Flächenwiderstand und Widerstandsgeometrie Richtwerte		± 14 dB ≙ 5 µV/V Das Rauschen nimmt mit steigendem Flächenwiderstand zu.

[1]) Widerstandstoleranz +50 mΩ Meßunsicherheit
[2]) Widerstandswerte bis 1 GΩ ± 20% auf Anfrage.

Langzeitkonstanz abhängig vom Flächenwiderstand Richtwerte	für normale Anforderungen		für erhöhte Anforderungen	
	$\frac{\Delta R}{R}$ mittel	$\frac{\Delta R}{R}$ max.	$\frac{\Delta R}{R}$ mittel	$\frac{\Delta R}{R}$ max.
Bei Lagerung (ohne Belastung, 125 °C, 1000 h)	0,5%	1%	0,3%	0,5%
Bei Belastung (max. zul. Belastung, 70 °C, 1000 h)	0,5%	1%	0,3%	0,5%
Bei Feuchte (ohne Belastung, 40 °C, 92% rel. Feuchte)	1%	2%	—	—

Kondensatoren	
Flächenkapazität/cm²	0,5···20 nF
Kapazitätstoleranz	± 20% ± 10% (+5%) [1]
Nennspannung	100 V_
zul. Sinus-Wechselspannung	70 $V\sim_{eff}$
Verlustfaktor tan δ bei 1 kHz, 25 °C	0,5···3,5%
Isolationswiderstand/cm² bei 100 V_, 25 °C	$\geqslant 10^3$ MΩ
Tempreaturbeiwert α_C abhängig von der Art des Dielektrikums	$\approx +500 \cdot 10^{-6}$/°C···+ 1% im Bereich +25 °C···+85 °C $\approx +500 \cdot 10^{-6}$/°C···+25% im Bereich −40 °C···+25 °C
rel. Dielektrizitätskonstante ε_r bei 1 kHz, 25 °C	50···2000

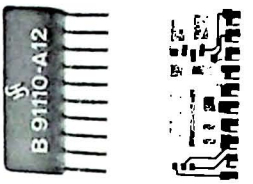
[1]) Für Kondensatoren als Einzelchips

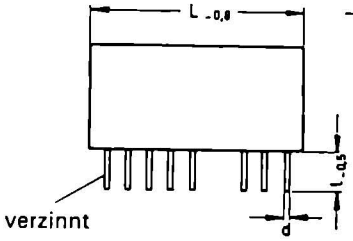
18.3. Dünnschicht-Schaltungen

Leiterbahnen, Widerstände und Kondensatoren

In der Dünnschichttechnik werden Widerstände, Leiterbahnen und Kondensatoren in Vakuumprozessen auf Glas- oder Keramiksubstrate aufgebracht. Eine zusätzliche Bestückung dieser Schaltungen mit passiven und aktiven Bauelementen ist möglich. Leiterbahnen und Kontakte gewährleisten einwandfreie Verbindungen und gute Haftfestigkeit.

Zum Schutz gegen mechanische, klimatische und elektrische Einflüsse werden die Schaltungen mit Kunstharz umhüllt. Schaltungen für besonders hohe Anforderungen werden in hermetisch dichte Gehäuse eingebaut.





verzinnt

die Baugruppen können mit der Unterkante auf den Schaltungsplatinen aufsitzen

Abmessungen [1])		
umhüllte Schaltungen	L	6···16 mm (in Abstufungen von 1,25 mm) 18,5 20 23,5 25 31 36 43,5 46 mm
	b	⩾ 2,5 mm (abhängig von der Bestückung mit Zusatzbauelementen)
	h	4 6,5···16,5 (in Abstufungen von 1,25 mm) 19 20,5 24
unumhüllte Einzelwiderstände (Vorzugswerte)		(2,5; 3,75; 5) × 1,25 mm² (2,5; 3,75; 5) × 2,5 mm²
Schaltungen in hermetisch dichten Gehäusen (z. B. Flatpacks)		Abmessungen für Gehäuse und Anschlüsse auf Anfrage
Anschlüsse		
einseitige Belegung	d	⌀ 0,5 ⌀ 0,65 mm
	l	max. 15 mm (auf Wunsch auch in den Längen gestaffelt)
		Anschlußkämme auf Anfrage, auch Belegung auf 2 gegenüberliegenden Seiten.

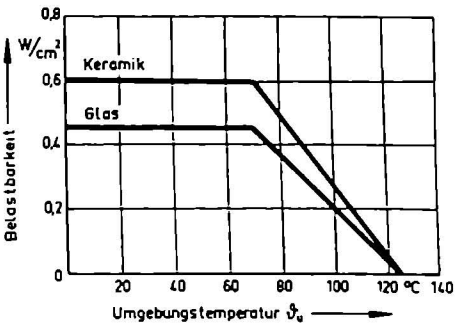
[1]) Sonderabmessungen auf Anfrage
Packungsdichte: Mittlere Anzahl der Einzelbauteile pro cm³: 20

Rastermaß	2,5 mm[1]) 2,54 mm (1/10") 3,175 mm (1/8") für Längen < 30 mm
Zugfestigkeit der Anschlüsse	⩾ 10 N bei Zugbeanspruchung in axialer Richtung
Lötfestigkeit Prüfung nach DIN 40046 Temperatur max. Lötzeit	 Tauchlötung 235 ± 5 °C 7 ± 1 s
Umhüllung	Phenolharz bei unregelmäßiger Tauchumhüllung Epoxidharz bei unregelmäßiger Tauchumhüllung bei regelmäßiger Umhüllung durch Verguß bei regelmäßiger Umhüllung durch Umpressen
Anwendungsklasse nach DIN 40040, Entwurf 6.70 für erhöhte Anforderungen für höchste Anforderungen	 E K F[2]) E ≙ untere Grenztemperatur −65 °C K ≙ obere Grenztemperatur +125 °C F ≙ mittlere relative Feuchte ⩽ 75%; 60 Tage im Jahr 85%; für weitere 30 Tage im Jahr 95%. Ohne Betauung. Angaben hierfür sind den speziellen Bauformblättern zu entnehmen.
zul. Umgebungstemperaturbereich	−65 ··· +70 °C

Leiterbahnen

Leiterbahnwiderstände	unverzinnt	$R_{\square}$ 200 mΩ[3])
	verzinnt	$R_{\square}$ 5 mΩ
	galvanisch verstärkt	$R_{\square}$ 10 mΩ
Leiterbahnbreite	> 0,1 mm ··· 1 mm	
Leiterbahnabstände	> 0,1 mm ··· 1 mm	

[1]) Vorzugswert
[2]) Einschränkungen können durch Hybridbauelemente auftreten
[3]) $R_{\square}$-Flächenwiderstand (Widerstand in Ohm, gemessen zwischen zwei gegenüberliegenden Kanten eines Quadrates)

Widerstandsbereich	10 Ω···1 MΩ max. Widerstandswert auf 1 cm² Substratfläche: 1 MΩ
Widerstandstoleranz	±10% ±5% ±2% ±1%[1]) ±0,5%[1]) ±0,1%[1])
max. Belastbarkeit W/cm² in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_u Richtwerte in ruhender Luft	
Temperaturbeiwert α_R Tantal Nickel-Chrom	 (−60 ±30) · 10⁻⁶/°C (0 ± 50) · 10⁻⁶/°C
Eigenrauschen	< −20 dB ≙ < 0,1 µV/V
Langzeitkonstanz $\frac{\Delta R}{R}$ Richtwerte	mittel max.
Bei Lagerung (ohne Belastung, 70 °C, 1000 h) (ohne Belastung, 50 °C, 100000 h)	 0,1% 0,2% 0,05% 0,1%
Bei Belastung (max. zul. Belastung, 70 °C, 1000 h)	0,1% 0,2%
Bei Feuchte (1/10 der zul. Belastung [bzw. ≤ 5 V] 40 °C, 95% rel. Feuchte, 1000 h)	0,1% 0,2%

[1]) Widerstandstoleranz +50 mΩ Meßunsicherheit

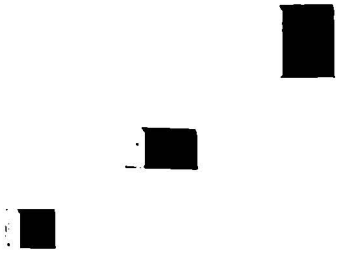
Dielektrikum	Tantalpentoxid	Siliziumoxid
Dielektrizitätskonstante ε	26	4,8
Kapazitätsbereich	200 pF···50 nF	10 pF···5 nF
Flächenkapazität/mm²	···625 pF	···42 pF
Kapazitätstoleranz	±20% ±10% ±5% ±3%	±20%··· ±0,5% oder ±0,05 pF
Nennspannung	18 V (polar)	50 V
Verlustfaktor tan δ bei 1 kHz bei 1 MHz	 0,3% —	 1,5% 0,5%
Isolationswiderstand/cm²	10^4 MΩ	$2 \cdot 10^2$ MΩ
Zeitkonstante τ	≈ 700 s	≈ 1 s
emperaturbeiwert α_C	±220 ±30 · 10^{-6}/°C	+350 · 10^{-6}/°C bei 1 kHz +100 · 10^{-6}/°C bei 1 MHz
Langzeitkonstanz $\frac{\Delta C}{C}$	< 0,5% (70 °C, 18 V, 5000 h)	< 1% (70 °C, 50 V, 10000 h)
Umgebungstemperaturbereich	−65··· +70 °C	−65··· +100 °C

18.4. Bauelemente für Schichtschaltungen

Keramik-Kondensatoren

Vielschichtkondensatoren ohne Umhüllung und Anschlußdrähte (Chips) für erhöhte Anforderungen 50 und 100 V–

Keramische Vielschichtkondensatoren, auch Chips genannt, bestehen aus mehreren metallbelegten Keramikschichten, die zu einem kompakten Körper zusammengesintert sind. Sie haben keine Umhüllung und keine speziellen Anschlußdrähte. Die Kontaktflächen sind unmittelbar auf dem Keramikkörper aufgebracht und lötfähig metallisiert. Die Kondensatoren werden insbesondere in Schichtschaltungen verwendet.



4 : 1

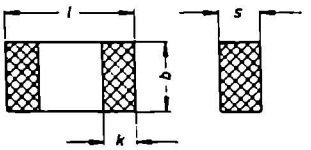
Nennspannung U_N	50 V–	100 V–
Kennziffer [1])	5	1
Zulässige Sinus-Wechselspannung	35 $V_{\sim eff}$	70 $V_{\sim eff}$
Prüfspannung	125 V–	250 V–

	NDK-Keramik Typ 1B	HDK-Keramik Typ 2	
	NP 0	S 1400/2P	S 6000/2T [2])
Temperaturcharakteristik [2])			
nach IEC Publ. 187		2C1	2E6
nach EIA-Standard RS 198	COG	W5R	Z5U
Meßbedingungen für Kapazität C und Verlustfaktor tan δ			
Meßfrequenz	für $C \leq 1000$ pF f=1 MHz für $C > 1000$ pF f=1 kHz	f=1 kHz	
Effektive Meßspannung 0,5···1 $V_{\sim}$			
Verlustfaktor tan δ	$\leq 2 \cdot 10^{-3}$	$\leq 20 \cdot 10^{-3}$	$\leq 25 \cdot 10^{-3}$
Isolation Meßspannung U_M– = U_N Meßzeit 1 Minute Temperatur 15···35 °C			
Isolationswiderstand R_{is}	$\geq 10^5$ MΩ	$\geq 10^5$ MΩ	$\geq 10^4$ MΩ
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ (s) [3])		> 1000 MΩ · µF	≥500 MΩ · µF

[1]) 8. Datenstelle der Sachnummer
[2]) Die Temperaturcharakteristika für S 6000 gelten für den Temperaturbereich der Anwendungsklasse LPF.
[3]) Falls sich aus der Zeitkonstante ein kleinerer Isolationswiderstand ergibt, ist dieser gültig.

	NDK-Keramik Typ 1B NP O	HDK-Keramik Typ 2 S1400/2P S6000/2T
Anwendungsklasse nach DIN 40040	F K −55 ··· +125 °C	F L P F +10 ··· +85 °C
Prüfungen Klima-Prüfklasse nach DIN 40045 und IEC-Publ. 68-1	−55 / 125 /	56 +10 / 085 / 56
Life-Test	1000 Stunden bei 1,5 U_N und oberer Grenztemperatur	
Zulässige Werte nach obigen Prüfungen		
Kapazitätsänderung ΔC	für $C_N < 50$ pF $\lvert\Delta C\rvert \leqslant \pm 0{,}5$ pF für $C_N \geqslant 50$ pF $\lvert\Delta C/C\rvert \leqslant \pm 1\%$	±20% +42 −76 %
Verlustfaktor tan δ	$\leqslant 3 \cdot 10^{-3}$	$\leqslant 30 \cdot 10^{-3}$
Isolationswiderstand R_{is}	$\geqslant 10^3$ MΩ	$\geqslant 10^3$ MΩ
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ (s) [2]	$\geqslant 100$ MΩ · µF	$\geqslant 100$ MΩ · µF
Betriebsbrauchbarkeitsdauer und Ausfallsatz	Werte können erst nach Abschluß der laufenden Dauerversuche festgelegt werden.	
Zeitliche Inkonstanz i_Z von Keramik Typ 1B		

KEFQ



Bezeichnungsbeispiel:

Ker-Kondensator KEFQ 3 × 2 NP 0/1B 47 / 10 / 100 für erh. Anforderungen

Art — Masse — C_N — Tol — U_N

Abmessungen $l \times b$

Bestellbeispiel = Sachnummer: B37949-A1470-K5

- Bauform (Art)
- Abmessungen, Keramikart (Masse): 49 ≙ 3×2 Keramik NP 0/1B
- Entwicklungsstand
- Nennspannung 1 ≙ 100 V (U_N)
- Nennkapazität (C_N): 470 ≙ 47 · 10⁰ pF = 47 pF
- (Ob) — Oberfläche nur 5 ≙ ohne Umhüllung und Lackierung
- (Tol) — Toleranz K ≙ ±10% (siehe Toleranztabelle)

Toleranz der Nennkapazität C_N			+80% −20%	±20%	±10%	±5%
Kennbuchstabe [1])			Z	M	K	J
Typ	Keramikart	Nennspannung U_N	lieferbare Toleranzen			
1B	NP 0	50 und 100 V–		x	x	x
2P	S 1400	50 und 100 V–		x	x	
2T	S 6000	50 und 100 V–	x	x		

[1]) 12. Datenstelle der Sachnummer

Halbleiter-Bauelemente im SOT-23-Gehäuse

Übersicht

Für den Einsatz von Transistoren und Dioden in Schichtschaltungen wurde ein spezielles Plastikgehäuse für Halbleiterbauelemente unter der Bezeichnung 23 A3 DIN 41 869 (SOT-23) entwickelt.

Im folgenden geben wir Ihnen eine Zusammenfassung der z. Zt. in diesem Gehäuse lieferbaren Halbleiter-Bauelemente und deren wichtigste Kenngrößen.

NF-Transistoren (Bild 1)		**BCW 60** NPN	**BCW 61** PNP	**BCX 70** NPN
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	32	32	45
Kollektorstrom	I_C	100	100	100
Gesamtverlustleistung[1]) bei T_U	P_{tot}	150; 45	150; 45	150; 45
Stromverstärkung bei I_C; U_{CE}	B	120···630 2; 5	120···630 2; 5	120···630 2; 5
Sättigungsspannung bei I_C; I_B	U_{CEsat}	0,12 10; 0,25	0,12 10; 0,25	0,12 10; 0,25
Transitfrequenz	f_T	250	180	250
Schaltzeit	t_{ein}; t_{aus}	85; 480	85; 480	85; 480

HF-Transistoren (Bild 1)		**BFS 17** NPN	**BFS 18** NPN	**BFS 19** NPN
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CEO}	15	20	20
Kollektorstrom	I_C	25···50	30	30
Gesamtverlustleistung[1]) bei T_U	P_{tot}	110; 75	110; 75	110; 75
Kollektor-Basis-Reststrom bei U_{CBO}	I_{CBO}	10 10	100 20	100 20
Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	—	0,65	0,74
Stromverstärkung bei I_C; U_{CE}	B	20···150 2; 1	35···125 1; 10	65···225 1; 10
Transitfrequenz	f_T	1000	200	260
Kurzschluß-Rückwirkungs-Kapazität	C_{12e}	0,65	0,85	0,85
Rauschmaß	F	4,5	4	4

[1]) Die zulässige Gesamtverlustleistung ist durch den jeweiligen, einbaubedingten Wärmewiderstand gegeben mit $P_{zul} = \frac{T_{j\,max} - T_U}{R_{thJU}}$

Bild 1

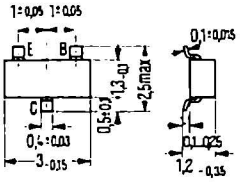


Bild 2

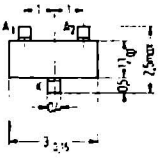


Bild 3

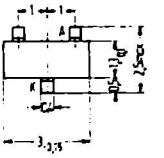
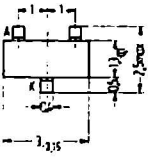


Bild 4



BCX 71	BCW 65	BCW 66	BCW 67	BCW 68	BCV 65	
PNP	NPN	NPN	PNP	PNP	NPN	
45	32	45	32	45	15	V
100	800	800	800	800	150	mA
150; 45	350; 25	350; 25	350; 25	350; 25	150; 45	mW; °C
120···630 2; 5	100···630 100; 1	100···630 100; 1	100···630 100; 1	100···630 100; 1	40···300 10; 0,35	mA; V
0,12 10; 0,25	< 0,3 100; 10	< 0,3 100; 10	< 0,3 100; 10	< 0,3 100; 10	< 0,3 10; 1	V mA; mA
180	> 100	> 100	> 100	> 100	> 280	MHz
85; 480	< 100; 400	< 100; 400	< 100; 400	< 100; 400	< 20; 40	ns; ns

BFS 20	BFR 35	
NPN	NPN	
20	12	V
25	30	mA
110; 75	200; 25	mW; °C
100 20	50 10	nA V
0,74	—	V
40 7; 10	25 5; 6	mA; V
450	3300	MHz
0,35	0,38	pF
—	2	dB

Dioden		BAV 74	163 R	163 L	
Sperrspannung	U_R	50	50	50	V
Durchlaßstrom	I_F	150 [2]	150	150	mA
Durchlaßspannung bei I_F	U_F	1 100	1 100	1 100	V mA
Schaltzeit	t_{rr}	4	4	4	ns
Verlustleistung [1]	P_{tot}	150 [3]	150	150	mW
Maßbild		2	3	4	

In Vorbereitung sind noch Z-Dioden der niedrigen Z-Spannungsgruppen: C6V2, C6V8, C7V5, C8V2

Typ	Stromverstärkung B	Bestellbezeichnung
BCW 60 AA	120–220	Q62702-C331
BCW 60 AB	180–310	Q62702-C332
BCW 60 AC	250–460	Q62702-C333
BCW 60 AD	380–630	Q62702-C334
BCW 61 BA	120–220	Q62702-C335
BCW 61 BB	180–310	Q62702-C336
BCW 61 BC	250–460	Q62702-C337
BCW 61 BD	380–630	Q62702-C338
BCW 65 EA	120–220	Q62702-C457
BCW 65 EB	180–310	Q62702-C458
BCW 65 EC	250–460	Q62702-C459
BCW 66 EF	120–220	Q62702-C460
BCW 66 EG	180–310	Q62702-C461
BCW 66 EH	250–460	Q62702-C462

Typ	Stromverstärkung B	Bestellbezeichnung
BCW 67 DA	120–220	Q62702-C463
BCW 67 DB	180–310	Q62702-C464
BCW 67 DC	250–460	Q62702-C465
BCW 68 DF	120–220	Q62702-C466
BCW 68 DG	180–310	Q62702-C467
BCW 68 DH	250–460	Q62702-C468
BCX 71 BG	120–220	Q62702-C427
BCX 71 BH	180–310	Q62702-C428
BCX 71 BJ	250–460	Q62702-C429
BCX 71 BK	380–630	Q62702-C430
BFS 17	—	Q62702-F337
BFS 18	—	Q62702-F348
BFS 19	—	Q62702-F349
BFS 20	—	Q62702-F350
BFR 35	—	Q62702-F347
BAV 74	—	Q62702-A498

[1]) Die zulässige Gesamtverlustleistung ist durch den jeweiligen einbaubedingten Wärmewiderstand gegeben mit $P_{zul} = \frac{T_{j\,max} - T_U}{R_{thJU}}$

[2]) Summe beider Diodenströme

[3]) Summe der Verlustleistung beider Dioden

Relais

19. Relais

19.1. Allgemeine technische Angaben

Das schnelle Vordringen der elektronischen Bauteile, insbesondere der integrierten Schaltkreise, im letzten Jahrzehnt, führte nicht – wie vielfach vorausgesagt – zu einem Rückgang der Nachfrage nach Relais. Vielmehr ging der Trend dahin, die Vorzüge der scheinbar konkurrierenden Bauteile, Relais und Halbleiter, in Schaltungen optimal zu vereinen. Durch die Halbleitertechnik wurden in vielen Fällen Relais ersetzt, gleichzeitig ergaben sich mit dem Fortschreiten der Elektronik völlig neue Anwendungsmöglichkeiten und dementsprechend Forderungen an die moderne Relaisentwicklung.

Vorzüge von Relais

Das Relais zeichnet sich durch eine Reihe hervorragender Eigenschaften aus, die die Voraussetzung für eine universelle Verwendung in allen Bereichen der Elektrotechnik bieten.

Die Vorzüge von Relais vollständig zu beschreiben, würde im Rahmen dieser Abhandlung zu weit führen, jedoch sollen die wesentlichsten erläutert werden:

Galvanische Trennung

Die galvanische Trennung besteht zwischen Eingangs- und Ausgangskreis (Spulen/Kontaktseite) und auf der Kontaktseite auch zwischen den verschiedenen Kontakteinheiten und den einzelnen Kontakten.

Nachstehende Kenndaten sind ein Maß für die sichere galvanische Trennung:

- der Isolationswiderstand,
- die Durchschlagfestigkeit und
- die in den verschiedenen nationalen und internationalen Geräte- und Bauteile-Vorschriften geforderten Werte für die Kriech- und Luftstrecken in Verbindung mit den im Bauteil verwendeten Isolierstoffen.

Je nach Werkstoff und Klima sind Isolationswerte von etwa 10^7 bis 10^{15} Ω erreichbar. Die effektive Durchschlagspannung liegt meist zwischen 500 und 2500 V.

Gerade durch die zunehmende Verschmelzung von Stark- und Schwachstromtechnik in Geräten und Anlagen wird immer stärker ein Bindeglied zwischen dem Steuer- und dem Leistungskreis mit sicherer galvanischer Trennung gefordert; so findet man z. B. in Hausgeräten wie Waschmaschinen, Herden, Geschirrspülautomaten in zunehmendem Maße elektronische Programmschaltungen, an deren Ausgang Relais verwendet werden, die Heizstäbe, Motoren oder Kühlaggregate auch hoher Leistung (z. B. 220 V, 15 A) schalten.

Die Potentialtrennung ist aber nicht nur dann von Bedeutung, wenn das Relais als Schaltglied zwischen Stark- und Schwachstromkreisen eingesetzt wird, sondern auch bei der Anwendung als Kopplungs- und Entkopplungselement, wobei mit dieser Aufgabe gleichzeitig eine Verstärkung des Nutzsignals und eine Signalentzerrung verbunden sein kann.

Einfache Anpassung an die Steuerquelle

Durch Wahl einer geeigneten Wicklung können Relais an jede beliebige Betriebsspannung von wenigen Volt bis zu einigen Hundert Volt angepaßt werden. (Bei extrem kleinen Relais ergibt sich bei sehr hohen Spannungen hier in den meisten Fällen eine Grenze in der Wirt-

schaftlichkeit durch die Drahtstärke für die Wicklung, da die Verarbeitung von Drähten unter 0,03 mm Durchmesser sehr teuer ist.)

Da darüber hinaus die Betriebsspannungen – abhängig von Umgebungstemperatur und Betriebsart (Dauer- oder Impulsbetrieb) – in weiten Grenzen schwanken können, ohne daß das Relais dadurch in seiner Funktionsfähigkeit beeinträchtigt wird, und auch Brummspannungen infolge Welligkeit der Stromversorgung praktisch belanglos sind, ist das Anpassen der Relais an die vorhandene Stromversorgung um so leichter möglich.

Hohe Überlastbarkeit des Eingangs (Spulenseite)

Die in den Herstellerlisten angegebenen Daten für die Belastbarkeit der Spule gelten in der Regel für den stationären Betrieb; kurzzeitig kann die Spule erheblich überlastet werden. Als Maß für die Überlastbarkeit ist in VDE 0435/9. 62, § 5 der Nennkurzzeitstrom definiert. Es ist der Strom, den die Wicklung 1 s lang aushält, ohne durch zu starke Erwärmung Schaden zu leiden. Bild 1 zeigt für ein Kleinschaltrelais den zulässigen Überstrom in Abhängigkeit von der Einschaltdauer. Hiernach beträgt bei einem Nennstrom von etwa 75 mA der Nennkurzzeitstrom bei 70 °C Umgebungstemperatur 1,1 A. Um den etwa 15fachen Nennstrom nach 1 s zu erreichen, ist etwa die 25fache Nennspannung erforderlich. Solange dieser Wert unter der Prüfspannung für die Wicklung liegt, wird die Funktionsfähigkeit des Relais nicht beeinträchtigt.

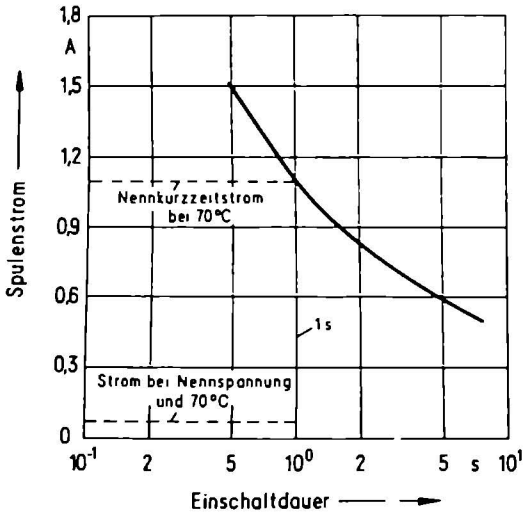


Bild 1
Zulässiger Überstrom in der Spule eines Relais abhängig von der Einschaltdauer (Kleinschaltrelais von Siemens).

Hohe Überlastbarkeit des Ausgangs (Kontaktseite)

Zur elektrischen Kontaktbelastung zählen die Schaltleistung, die Schaltspannung, der Schaltstrom sowie die Belastungsart, d.h. ohmsche, induktive oder kapazitive bzw. Lampen-Last. In der Praxis treten durchweg kombinierte Belastungen auf. So entstehen bei dem üblichen 24-V-Schaltrelais beim Schalten einer Eigenlast induzierte Abschaltspannungen etwa von der Höhe der zwanzigfachen Betriebsspannung. Beim Schalten von Lampen erreicht der Einschaltstrom ungefähr den 15fachen Wert des Lampenbrennstromes, und beim Entladen von Kapazitäten kann der Einschaltstrom noch höhere Werte annehmen.

Man muß unterscheiden zwischen der Überlastung bei geschlossenen Kontakten und der Überlastung beim Schalten. Bei geschlossenen Kontakten handelt es sich vorwiegend um ein thermisches Problem. Je kürzer die Überstrombelastung ist, desto höher die Belastbarkeit. An einem Kontakt der für einen Dauerstrom von 5 A ausgelegt ist, konnten z. B. 2 µs lang 100 A ohne Störung geführt werden. Obwohl bei extrem hoher Belastung außer zu hohe Erwärmung auch Verschweißungen auftreten können, tritt das Problem der Verschweißung von Kontakten insbesondere beim Schließen der Kontakte unter hohen Stromspitzen auf, wie beim Einschalten von Lampen oder bei der Entladung eines Kondensators. Das Verschweißen der Kontakte ist ein statistisches Ereignis. Es läßt sich aber eine Belastungsgrenze angeben, unterhalb der mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit keine Verschweißung auftritt.

Dies ist abhängig vom Kontaktwerkstoff, der Spannung am offenen Kontakt, der Prellneigung der Kontakte und der Zeitkonstante, mit der der Spitzenstrom abklingt.

Kippverhalten beim Schalten

Die beiden Arbeitsstellungen eines Relaiskontaktes zeichnen sich durch eindeutige Kriterien aus. Im offenen Zustand ist der Sperrwiderstand 10^7 bis 10^{14} Ω und im geschlossenen Zustand 10 bis 100 mΩ; der Kontaktwiderstand des Relais liegt somit in der Größenordnung des Leitungswiderstandes der geäzten Bahnen (etwa 0,5 Ω/m). Beim Umschalten kippt das Relais von einem Zustand in den anderen, auch wenn sich die Eingangsgröße stetig verändert; es gibt keine Zwischenwerte, so daß sich aufwendige Kunstschaltungen, wie z. B. Schmitt-Trigger erübrigen.

Große Variationsmöglichkeiten – Optimale Anpassung an vorgegebene Schaltaufgaben

Durch Kombinationen verschiedener Magnetsysteme mit Spulen für Gleich- und Wechselspannung und für unterschiedliche Spannungsbereiche, variable Kontaktbestückungen und -belegungen und der geforderten Leistung angepaßte Kontaktausführungen und -werkstoffe ist das Relais wegen seiner Vielseitigkeit und Anpassungsfähigkeit für besonders viele Anwendungsgebiete geeignet.

Das Relais kann auf der Kontaktseite einen sehr breiten Leistungsbereich – von Nanowatt bis zu einigen Kilowatt, also über 12 Zehnerpotenzen, schalten; aber auch die sichere Kontaktgabe bei „dry circuits" ist bei Verwendung geeigneter Kontaktwerkstoffe sichergestellt. Der Widerstand des Kontaktes bleibt über den ganzen Bereich nahezu unverändert; ein- und derselbe Relaiskontakt kann Gleich-, Wechsel- und HF-Ströme schalten.

Wirtschaftlichkeit

Bei der Konzipierung von Schaltungen spielt neben den technischen und fertigungstechnischen Forderungen die Wirtschaftlichkeit eine entscheidende Rolle. Bei der Realisierung vieler Schaltfunktionen hat sich oft gezeigt, daß Relais die wirtschaftlichste Lösung darstellen. Bei den Gesamtkosten einer Schaltung ist nicht allein der Relaispreis ausschlaggebend; ein Netzteil kann unter Umständen mehr kosten, als die Schaltung, für die es benötigt wird.

Schirmungen sowie gegen Überlast gesicherte Leitungen, wie sie für Halbleiterbauteile oft unumgänglich sind, werden bei Verwendung von Relais in den meisten Fällen nicht benötigt, was sich kostenmäßig nicht unwesentlich auswirken kann.

Gliederung der elektromagnetischen Relais

Für welche Art von Relais sich der Anwender entscheidet, hängt von der jeweiligen Anwendung, insbesondere von der Art der Ansteuerung und der Aufgabe die das Relais zu erfüllen

hat, ab. Vom Relais her bieten sich viele Möglichkeiten an, wie aus einer Gliederung in Bild 2 zu erkennen ist.

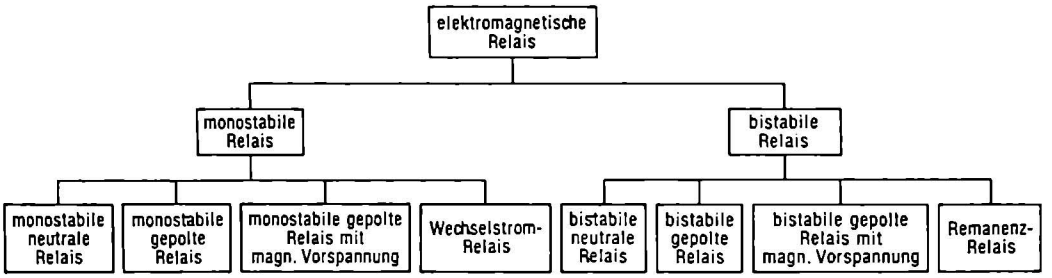


Bild 2

Ein monostabiles Relais fällt nach dem Abschalten des Erregerstromes oder nach Verringern auf einen Wert unterhalb des Abfallwertes in die Ruhestellung zurück.

Diese Art von Relais ist am häufigsten verbreitet.

Ein bistabiles Relais verbleibt nach dem Abschalten des Erregerstromes in der zuletzt erreichten Schaltstellung.

Hierdurch ergeben sich einem monostabilen Relais gegenüber folgende Vorteile:

- bei Spannungsausfall bleibt der Schaltzustand erhalten, somit können Informationen beliebig lange gespeichert werden,
- die Ansteuerung mit Impulsen ist möglich, so daß sich ein geringer Energiebedarf ergibt, was bei batteriegespeisten Miniaturgeräten entscheidend ist,
- mit kurzen Impulsen wird eine hohe Erwärmung vermieden, weshalb bei Impulsbetrieb eine größere Spannungstoleranz zugelassen werden kann als bei Dauererregung,
- bei Impulsansteuerung ist die Thermospannung im Kontaktkreis wegen kleinerer Temperaturdifferenzen kleiner als bei Dauererregung.

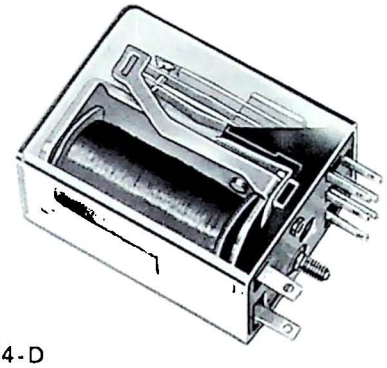
19.2. Einzelbauformen

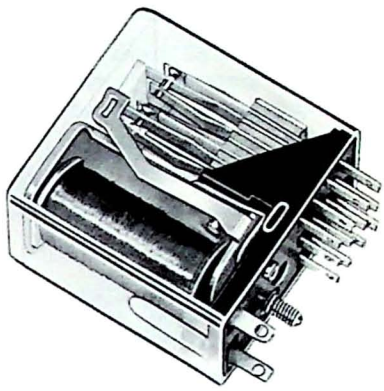
Kammrelais sind Universalrelais und als solche für viele Anwendungen geeignet.

Kammrelais gibt es in monostabiler (ungepolt) und bistabiler (gepolt) Ausführung und auch als Wechselstromrelais, die mit Schwach- und Starkstromkontakten bestückt werden können.

Kammrelais sind sowohl über Fassungen einzusetzen und dadurch jederzeit austauschbar als auch für festen Einbau bzw. für direkten Einbau in gedruckte Schaltungen ausgelegt.

Das Relaissystem ist mit einer durchsichtigen Kappe zum Schutz gegen Beschädigung und Eindringen von Staub oder mit einer das Relais hermetisch abschließenden Metallkappe versehen.



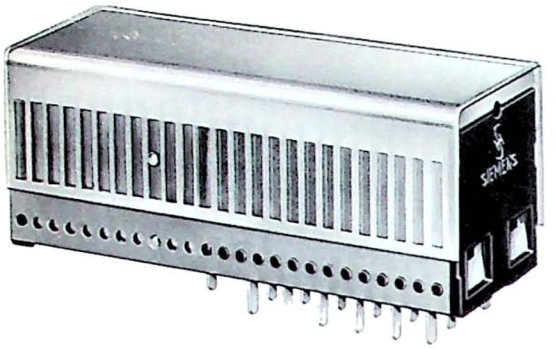


V23154-D

Kennwerte

Nennspannung Kontaktbestückung Kontaktbelastung max.	bis 220 V ≃ bis 6 Wechsler Schwachstrom-kontakte	Starkstrom-kontakte
Schaltspannung max.	100 V	220 V
Schaltstrom max.	1 A	5 A
Schaltleistung max.	50 VA	500 VA
Abmessungen: B×L×H min.	19×24×30 mm	
B×L×H max.	19×30×40 mm	

Kompaktrelais zeichnen sich besonders durch die Möglichkeit einer variablen Kontaktbestückung aus, die sich sowohl auf die Art der Kontakte als auch auf die Anschlußbelegung bezieht. Kompaktrelais können mit Schwach- und Starkstromkontakten oder auch kombiniert bestückt werden. Kompaktrelais werden dort eingesetzt, wo neben einem geringen Platzbedarf eine hohe Anzahl Kontakte erforderlich ist. Die Anschlüsse sind für direkten Einbau in gedruckte Schaltungen ausgelegt.



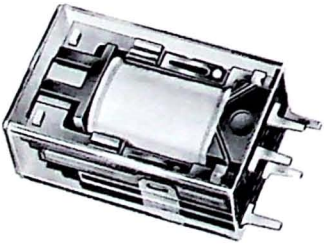
V23014-

Kennwerte

Nennspannung Kontaktbestückung Kontaktbelastung	bis 110 V — bis 12 Wechsler Schwachstrom-kontakte	Starkstrom-kontakte
Schaltspannung max.	110 V	250 V
Schaltstrom max.	1 A	5 A
Schaltleistung max.	30 W	1,2 KVA
Abmessung: B × H × L	25 × 25 × (27,5 bis 65 mm) [1]	

Kleinschaltrelais sind Miniaturrelais mit Starkstromkontakten. Sie dienen als elektrisches Trennglied zwischen Schwachstromsteuer- und Starkstromschaltkreisen. Sie zeichnen sich bei kleinen Abmessungen vor allem durch ein großes Schaltvermögen aus.

Kleinschaltrelais gibt es in monostabiler (ungepolt) und bistabiler (gepolt) Ausführung mit jeweils vier verschiedenen Anschlußarten.



V23016-B

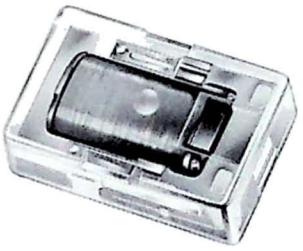
[1]) je nach Kontaktbestückung

Kennwerte

Nennspannnung	bis 60 V —
Kontaktbestückung	1 Schließer oder 1 Wechsler
Kontaktbelastung:	
Schaltspannung max.	250 V
Schaltstrom max.	15 A
Schaltleistung max.	3,7 KVA
Abmessung: B × L × H	13×20×31 mm
B × H × L	20×13×42 mm

Kartenrelais sind Miniaturrelais, die aufgrund ihrer geringen Bauhöhe von 10,2 mm für Flachbaugruppen ideal geeignet sind. Kartenrelais sind in den vielfältigsten Anwendungsbereichen, dort wo kleinere und kleinste Leistungen übertragen werden sollen, eingesetzt.

Kartenrelais gibt es in monostabiler (ungepolt) und bistabiler (gepolt) Ausführung. Die Anschlüsse sind für gedruckte Schaltungen ausgelegt.



Kartenrelais V 23012-A

Kartenrelais SN V 23030-C

Kennwerte

Nennspannung Kontaktbestückung Kontaktbelastung	bis 60 V – 2, 4 und 6 Wechsler Kartenrelais N + P	Kartenrelais SN
Schaltspannung max.	110 V	250 V
Schaltstrom max.	1 A	1 A
Schaltleistung max.	30 W	50 VA
Abmessung: L × B × H	29,6×19,8×10,2 mm	39,7×37,4×10,2 mm

Kennwerte gängiger Relais-Typen

Relaistyp	Bauvorschrift	Spulendaten Widerstand bei 20 °C (Ω)	Spulendaten Windungszahl	Betriebsleistung bei Nennspannung in W	Nennspannung bei 20 °C V–	Spannungsbereich	Anzahl der Kontakte
Kammrelais N (ungepolt)	V23154-D0721-B110	890 ± 89	7300	650	24	17–40	4 Wechsler
Kammrelais P [1] (gepolt)	V23003-B0025-B110	100 ± 10 100 ± 10	1445 1445	1400 1400	12 12	9,4–13,5 9,4–13,5	4 Wechsler
Kleinschaltrelais N (ungepolt)	V23016-B0002-A101	65 ± 6,5	1500	ca. 600	24	4,8–1,1	1 Wechsler
Kartenrelais N (ungepolt)	V23012-A0102-A001	322 ± 32	3500	ca. 450	12	8,3–22	2 Wechsler
Kartenrelais SN (ungepolt)	V23030-C1021-A106	730 ± 73	6300	ca. 700	24	18,5–47	6 Wechsler
Kompaktrelais (ungepolt)	V23014-B0510-C106	480 ± 48	6500	ca. 1200	24	16–32,9	6 Wechsler

[1]) 2 Wicklungen, je eine für Anzug und Abwurf

Mechanisch-elektrische Bauteile

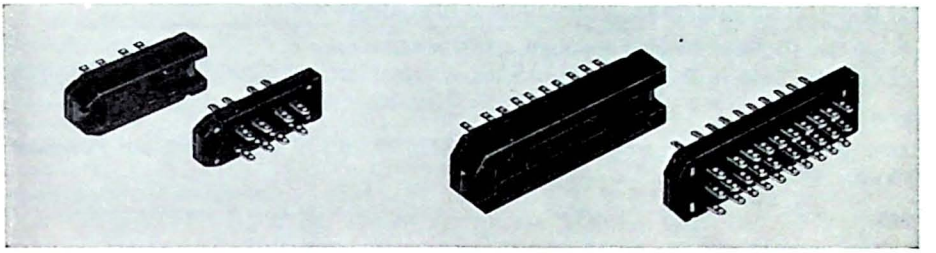
20. Mechanisch-elektrische Bauteile

20.1. Steckverbinder

Messersteckverbinder 8- bis 39polig

Allgemeines

DIN 41618 und 41622, IEC Publ. 130-6 und -5
VG 95322



Diese Steckkontaktleisten mit Messerkontakten (Messersteckverbinder) sind für die Einschubtechnik konstruiert worden; sie sichern zuverlässige elektrische Verbindungen zwischen einem Gestell und seinen Geräteeinsätzen. Ihre wesentlichen gemeinsamen Merkmale sind die einheitliche Höhe der gesteckten Paare und eine Toleranz, die sichere Kontaktgabe gewährleistet. Der Abstand zwischen den Montageebenen in Gestell und Geräteeinsatz darf 20,1 bis 21,6 mm betragen.

Der Fangbereich beträgt in Längsrichtung ± 0,4 mm und in Querrichtung ± 0,15 mm; dies erfordert im allgemeinen eine entsprechende Führung des Einschubs. Bei einer Mehrfachanordnung von Steckkontaktleisten im selben Einschub lassen die großen Befestigungsbohrungen und die angegebenen Montageausschnitte ein entsprechendes Einstellen der Steckkontaktleisten zu. Diese dürfen unter bestimmten Bedingungen auch eingeschwenkt werden (siehe Abschnitt Einbaubedingungen, Seite 668).

Die Konstruktion der Messersteckverbinder fußt auf einer mehr als 30jährigen Entwicklung, Fertigung und Anwendung. Die Steckverbinder haben sich auf der ganzen Welt in der Nachrichtentechnik und ganz allgemein in der Elektronik als robust, zuverlässig und vielseitig einsetzbar bewährt; seit 1944 sind sie genormt.

Die ursprüngliche Bauform (DIN 41622) hat Kontaktmesser 3 mm × 1 mm. Sie besteht aus den fünf Ausführungen 8-, 12-, 16-, 20- und 30polig, von denen die ersten vier zweireihig und in der Länge gestuft sind; die fünfte ist dreireihig und um 5 mm breiter. Die Kontaktteile sind unsymmetrisch angeordnet, was lagerichtiges Stecken gewährleistet. Äußerlich ist die richtige Lage leicht zu erkennen, da ein Ende des Isolierkörpers abgeschrägt ist.

Durch Verkleinern der Kontaktteile – Kontaktmesser 2,5 mm × 1 mm –, durch symmetrische Anordnung und kleinere Kontaktabstände konnten bei einer zweiten Bauform (DIN 41618) höhere Polzahlen untergebracht werden. Bei gleichen Außenabmessungen sind diese fünf Ausführungen 10-, 16-[1]), 20-, 26- und 39polig.

Über diese beiden genormten Bauformen hinaus steht noch eine 22polige Sonderform zur Verfügung; diese hat 20 Kontakte + 2 Kontakte mit erhöhter Isolierung.

[1]) diese Ausführung auf Anfrage

Allgemeines DIN 41618 und 41622, IEC Publ. 130-6 und -5
VG 95322

Zur Verwendung als Kabelsteckverbinder können die Messersteckverbinder in zwei verschiedenartige Gehäuse aus Metall oder Kunststoff eingesetzt werden; diese gibt es für alle fünf Größen. Zubehörteile, wie Paß- und Rastteile, Riegelwannen und Tüllen, ergänzen das Spektrum für diese Anwendungsfälle.

Kontaktteile

Messer: Messing versilbert oder Messing vernickelt/vergoldet

Federn: Neusilber (CuNi18 Zn20), versilbert, mit Überfeder oder
Neusilber (CuNi18 Zn20), Kontaktstellen walzplattiert mit Goldlegierung (AuAgCu)

Isolierteile

Polykarbonat glasfaserverstärkt, schwarz, oder SIPRELIT® PS336 (Duroplast auf Polyesterbasis), schwarz

Anschlüsse

Lötanschlüsse: verzinnt

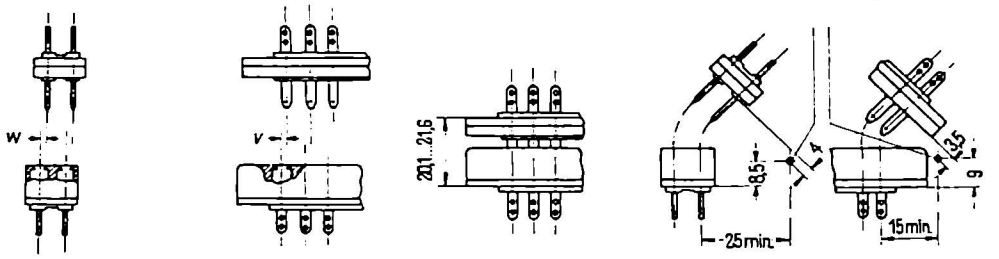
Anschließbare Drähte

bei DIN 41622: ⌀ 0,25 mm bis 1,2 mm; bei DIN 41618: ⌀ 0,25 mm bis 1,0 mm

Einbaubedingungen

a) **Stecken durch bewegte Geräteteile** (z.B. Geräteeinsätze, Einschübe, Türen, Deckel). Für einwandfreies Arbeiten und sichere Kontaktgabe sind folgende Maße einzuhalten:

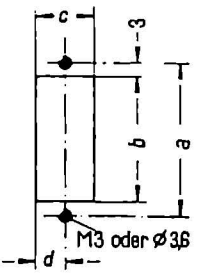
Querversatz Längsversatz Einstecktiefe Kippen quer und längs



Zulässige Mittenabweichungen in mm	*v*	*w*
bei starrem Einbau	0,4	0,15
ein Steckverbinderteil beweglich	0,8	0,7

Ausnahmen sind auf der jeweiligen Seite angegeben. Befestigung der Steckkontaktleisten normalerweise mit M3-Schrauben, die Befestigungs-Bohrungen 4,2 mm ⌀ erleichtern das Ausrichten besonders bei Vielfachanordnungen.

b) **Montageausschnitte**



DIN 41622 Polzahl	DIN 41618 Polzahl	Maße in mm *a* ± 0,2	*b* ± 0,3	*c* + 1	*d*
8	10	38	32	13	7
12	16	50	44	13	7
16	20	62	56	13	7
20	26	74	68	13	7
30	39	74	68	18	9,5

Allgemeines

DIN 41 622, IEC Publ. 130-5
VG 95322

Elektrische und mechanische Kennwerte

Beanspruchungen, Meß- und Prüfverfahren nach IEC Publ. 68 und IEC Publ. 130-1, DIN 40040, 40046, 41 630 und 41640.

Isolierwerkstoff	Polykarbonat GV		SIPRELIT PS 336[1]	
Kontaktwerkstoff	Silber	Gold	Silber	Gold
Anwendungsklasse	FKD DIN 40040		FHD DIN 40040	
untere Grenztemperatur	−55 °C		−55 °C	
obere Grenztemperatur	+125 °C		+155 °C	
zulässige Feuchtebeanspruchung (rel. Luftfeuchte)				
Höchstwert	100%			
Jahresmittel	≦ 80%			
Betauung	zulässig			
Strombelastbarkeit je Kontakt				
bei Umgebungstemperatur + 20 °C	8 A	6 A	10 A	8 A
+ 70 °C	6 A	4 A	8 A	6 A
+100 °C	4 A	3 A	6 A	5 A
Betriebsspannung	je nach den Sicherheitsbestimmungen des verwendeten Geräts[2]			
kleinste Luftstrecke zwischen den Kontakten	1,5 mm			
kleinste Kriechstrecke zwischen den Kontakten[3]	1,5 mm			
Spannungsfestigkeit (Prüfspannung)				
bei Luftdruck 860 bis 1060 mbar	1050 V, 50 Hz			
300 mbar, 8500 m über NN	380 V, 50 Hz			
Spruhspannung	≧ 600 V			
Durchgangswiderstand	≦ 5 mΩ	≦ 8 mΩ	≦ 5 mΩ	≦ 8 mΩ
Isolationswiderstand				
bei Meßraumklima	≧ 10^6 MΩ		≧ 10^6 MΩ	
nach feuchter Warme (Langprüfung)	≧ 10^4 MΩ		≧ 10^5 MΩ	
bei oberer Grenztemperatur	≧ 10^5 MΩ		≧ 10^5 MΩ	
Betriebskapazitaten				
zwischen Kontakten in einer Reihe	etwa 2 pF			
zwischen Kontakten benachbarter Reihen	etwa 1,8 pF			
zwischen einem Kontakt und Montageplatte	etwa 2,8 pF			
Lebensdauer	≧ 1000 Steckzyklen			
Dynamische Beanspruchungen				
Schwingen, 20 *gn*, 10 bis 2000 Hz	keine Unterbrechung ≧ 1 ms			
Stoßen, 50 *gn*, 11,5 ms	keine Unterbrechung ≧ 1 ms			
Kraft zum Stecken und Ziehen				
8polig	≦ 25 N			
12polig	≦ 40 N			
16polig	≦ 53 N			
20polig	≦ 67 N			
30polig	≦ 100 N			
Kriechstromfestigkeit des Isolierwerkstoffes (DIN 53480)	KA 1 oder KB 200		KA 3c Oder KB 700	
Brennbarkeit	selbstverlöschend nach ≦ 10 s			
Gewichte	Messerleiste	Federleiste	Messerleiste	Federleiste
8polig	etwa 10 g	10 g	10 g	11 g
12polig	etwa 12 g	15 g	—	—
16polig	etwa 16 g	18 g	18 g	21 g
20polig	etwa 18 g	20 g	20 g	22 g
30polig	etwa 29 g	34 g	32 g	37 g

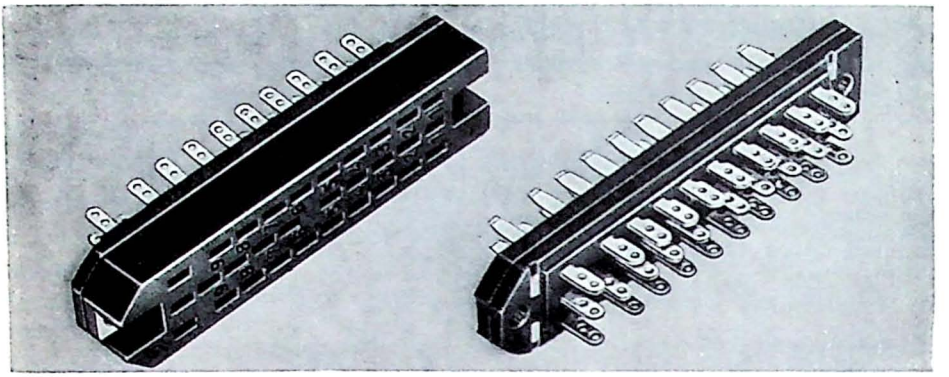
[1]) Für diese Bauform ist das Elektronik-Prüfzeichon erteilt worden. Sie entspricht also den allgemeinen Regeln gegenseitiger Anerkennung gütegesicherter Bauelemente im Bereich der EG (DIN 45900).

[2]) Nach IEC-Publ. 130-1, Ausgabe 1962, Abschnitt 14.5 mit Anhang B beträgt für die angegebenen Luft- und Kriechstrecken die zulassige Spitzenspannung 550 V. Für den Fall, daß VDE 0110 anzuwenden ist, beträgt für Isolationsgruppe A die Reihenspannung 300 V− oder 250 $V_{\sim_{eff}}$.

[3]) Verringerung der Luft- und Kriechstrecken durch Verdrahtung und/oder Leiterplatten beachten.

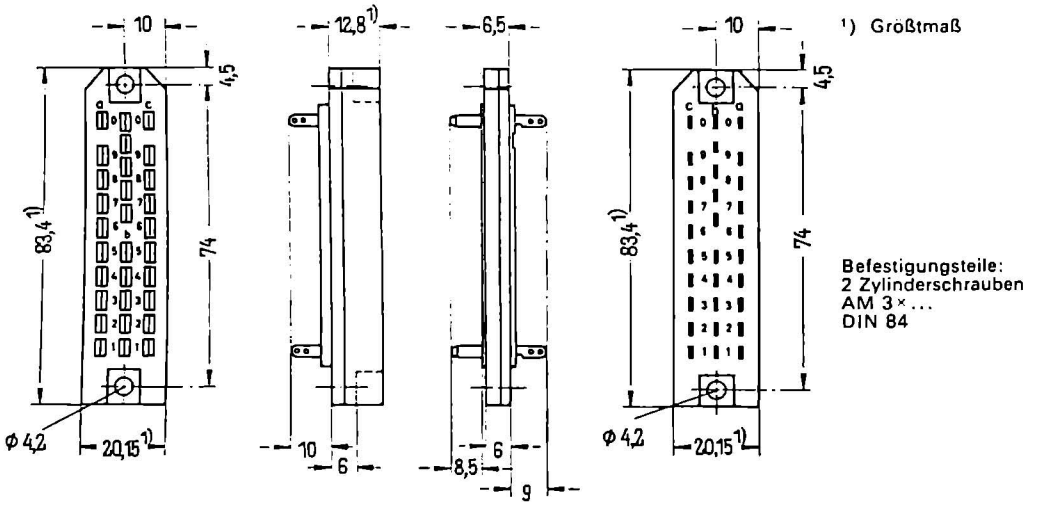
Steckkontaktleisten

A/B 30 DIN 41622, IEC Publ. 130-5
VG 95322



Elektrische und mechanische Kennwerte siehe Seite 669
Einbaubedingungen siehe Seite 668

Maße



Bestellangaben

Steckkontaktleisten 30polig A/B 30 DIN 41622	Bestellbezeichnung Messerleiste	Bestellbezeichnung Federleiste
Kontaktteile versilbert Isolierwerkstoff Polykarbonat Isolierwerkstoff SIPRELIT PS 336	C42334-A44-A3 ▼ -A5	C42334-A44-A4 ▼ -A6
Kontaktteile vergoldet Isolierwerkstoff Polykarbonat Isolierwerkstoff SIPRELIT PS 336	C42334-A44-A13 ▼ Auf Anfrage	C42334-A44-A34 ▼ Auf Anfrage

▼ Vorzugsteil

Bestellbeispiel für 30polige Messerleiste, Kontaktteile versilbert, Isolierwerkstoff Polykarbonat: **C 42334-A44-A3**

Allgemeines

DIN 41618, IEC Publ. 130-6
VG 95322

Elektrische und mechanische Kennwerte

Beanspruchungen, Meß- und Prüfverfahren nach IEC Publ. 68, IEC Publ. 130-1, DIN 40040, 40046, 41630 und 41640

Isolierwerkstoff		Polykarbonat GV		SIPRELIT[1]	
Kontaktwerkstoff		Silber	Gold	Silber	Gold
Anwendungsklasse		FKD DIN 40040		FHD DIN 40040	
untere Grenztemperatur		− 55 °C		− 55 °C	
obere Grenztemperatur		+125 °C		+155 °C	
zulässige Feuchtebeanspruchung (rel. Luftfeuchte)					
Höchstwert		100%			
Jahresmittel		≦ 80%			
Betauung		zulässig			
Strombelastbarkeit je Kontakt					
bei Umgebungstemperatur + 20 °C		6 A	4,5 A	8 A	6 A
+ 70 °C		5 A	3,5 A	6,5 A	5 A
+100 °C		3 A	2 A	5 A	4 A
Betriebsspannung		je nach den Sicherheitsbestimmungen des verwendeten Geräts[2]			
kleinste Luftstrecke zwischen den Kontakten		1 mm			
kleinste Kriechstrecke zwischen den Kontakten[3]		1 mm			
Spannungsfestigkeit (Prüfspannung)					
bei Luftdruck 860 bis 1060 mbar		750 V, 50 Hz			
300 mbar, 8500 m über NN		250 V, 50 Hz			
Sprühspannung		≧ 450 V			
Durchgangswiderstand		≦ 5 mΩ	≦ 8 mΩ	≦ 5 mΩ	≦ 8 mΩ
Isolationswiderstand					
bei Meßraumklima		≧ 10^6 MΩ		≧ 10^6 MΩ	
nach feuchter Warme (Langprüfung)		≧ 10^4 MΩ		≧ 10^5 MΩ	
bei oberer Grenztemperatur		≧ 10^5 MΩ		≧ 10^5 MΩ	
Betriebskapazitäten					
zwischen Kontakten einer Reihe		etwa 2,0 pF			
zwischen Kontakten benachbarter Reihen		etwa 1,6 pF			
zwischen einem Kontakt und Montageplatte		etwa 2,7 pF			
Lebensdauer		≧ 1000 Steckzyklen			
Dynamische Beanspruchungen					
Schwingen, 20 *gn*, 10 bis 2000 Hz		keine Unterbrechung ≧ 1 ms			
Stoßen, 50 *gn*, 11,5 ms		keine Unterbrechung ≧ 1 ms			
Kraft zum Stecken und Ziehen					
10polig		≦ 33 N			
20polig		≦ 67 N			
26polig		≦ 86 N			
39polig		≦ 130 N			
Kriechstromfestigkeit des Isolierwerkstoffes (DIN 53480)		KA 1 oder KB 220		KA 3c oder KB 700	
Brennbarkeit		selbstverlöschend nach ≦ 10 s			
Gewichte		Messer-leiste	Feder-leiste	Messer leiste	Feder-leiste
10polig	etwa	—	—	10 g	12 g
20polig	etwa	—	—	20 g	22 g
26polig	etwa	23 g	25 g	25 g	27 g
39polig	etwa	33 g	35 g	35 g	—

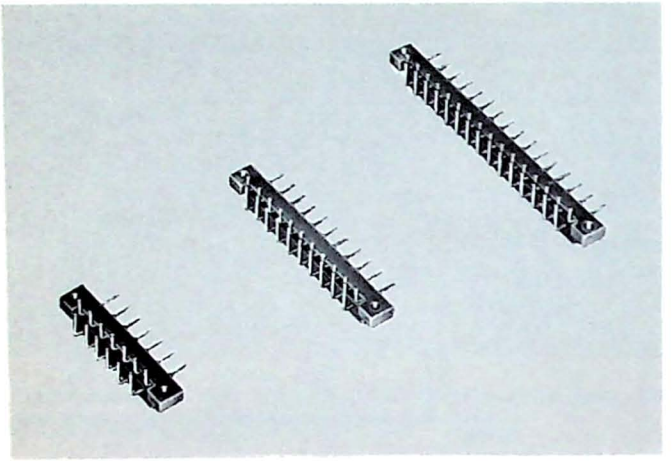
[1]) Für diese Bauform ist das Elektronik-Prüfzeichen erteilt worden. Sie entspricht also den allgemeinen Regeln gegenseitiger Anerkennung gütegesicherter Bauelemente im Bereich der EG (DIN 45900).

[2]) Nach IEC Publ. 130-1, Ausgabe 1962, Abschnitt 14.5 mit Anhang B beträgt für die angegebenen Luft- und Kriechstrecken die zulässige Spitzenspannung 450 V. Für den Fall, daß VDE 0110 anzuwenden ist, beträgt für Isolationsgruppe A die Reihenspannung 110 V− oder 125 $V_{\sim eff}$.

[3]) Verringerung der Luft- und Kriechstrecken durch Verdrahtung und/oder Leiterplatten beachten.

Stiftleisten

DIN 41617 und VG 95323



Bei diesen Stiftleisten werden die Kontaktstifte verdrehsicher in das Isolierteil aus Polykarbonat (glasfaserverstärkt) eingesetzt. Die Stifte sind in Steckrichtung zur Erleichterung der Kontaktfindung etwas angespitzt. Bohrungen an beiden Enden der Leisten ermöglichen die Verschraubung mit der Leiter- oder Montageplatte.

Die Anschlußausführung richtet sich nach der Anwendung:

Für gedruckte Schaltung: Die Kontaktstifte sind rechtwinklig so abgebogen, daß die Lötanschlüsse in Leiterplatten mit Lochung ⌀1,3 mm + 0,1 mm im Rastermaß 2,5 mm (DIN 40801) passen. Zum Ausgleich von Toleranzen sind die Stifte an dieser Seite auf ⌀ 0,8 mm abgedreht.

Ausführungen mit geraden Anschlüssen im Rastermaß 2,50 mm – sie lassen sich z.B. zum Verbinden mehrerer übereinanderliegender Flachbaugruppen einsetzen (Sandwich-Technik).

Für gedruckte Schaltung und teilweise freie Verdrahtung: Eine Stiftreihe ist passend zur gedruckten Schaltung rechtwinklig abgebogen (siehe oben). Bei der anderen Reihe sind die Stifte für die Aufnahme von Schaltdrähten zu einem Haken gebogen.

Für freie Verdrahtung: Die Stifte sind in zwei Reihen angeordnet; sie haben Haken an den Anschlußenden. Gelötet wird von Hand.

Passende Gegenstücke siehe Seite 674 und 675

Für die 31pol. Stiftleisten ist als Transport- und Lötschutz der Stift-Steckseite eine Kappe entwickelt worden, die bei Bedarf mit der Bestell-Nr. C42334–A55–C50 extra bestellt werden muß.

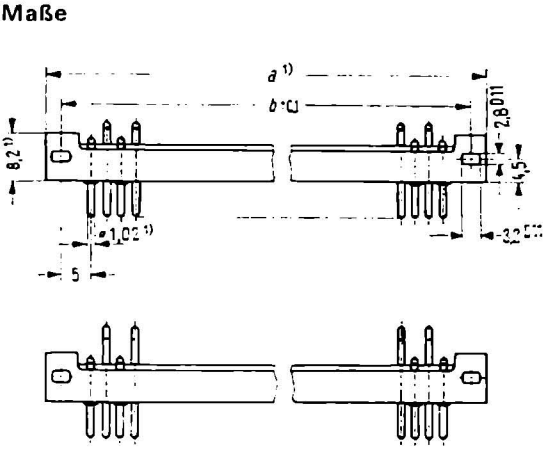
Hinweis

Bei der Fabrikation wurden an allen Stiftleisten die Steckseiten zur Verbesserung des Langzeitverhaltens befettet. Sollte bei der Montage eine Waschung (Waschmittel beachten!) dieser Stiftleisten vorgenommen werden, so ist eine Nachbefettung mit einem geeigneten handelsüblichen Kontaktschmiermittel empfehlenswert.

Rastermaß 2,5 mm

Stiftleisten
DIN 41617 und VG 95323

Maße



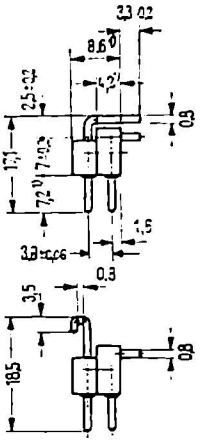
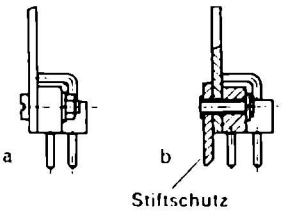


Bild 1
Stiftleisten für gedruckte Schaltungen

Bild 2
Stiftleisten für gedruckte Schaltungen und teilweise freie Verdrahtung

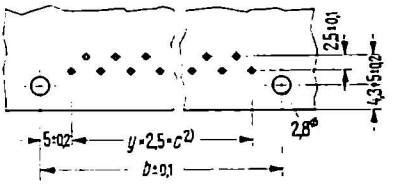
Montage



Für Montage erforderlich:

a) 2 Zylinderschrauben AM 2,5 × 8 DIN 84 Ms
   2 Scheiben 2,7 DIN 433 Ms
   2 Sechskantmuttern M 2,5 DIN 934 m Ms
b) 2 Rohrnieten A 2,5 × 0,3 × 10 DIN 7340
   2 Scheiben 2,7 DIN 433 Ms

Montagelochung (Bauteileseite)



Nicht vermaßte Bohrungen 1,3 mm + 0,1 mm

[1]) Großtmaß
[2]) Toleranz beliebiger Teilung zueinander ±0,1 mm

Bestellangaben

Pol-zahl	Maße in mm *y*	*a*	*b*	*c*	Bestellbezeichnung Kontaktteile versilbert	Bestellbezeichnung Kontaktteile vollvergoldet	Bestellbezeichnung partiell vergoldet *
Stiftleisten für gedruckte Schaltungen nach DIN 41617 (Bild 1)							
13	12	45,6	40	30	C42334-A51-A7 ▼	C42334-A51-A8 ▼	C42334-A51-A208**
21	20	65,6	60	50	-A53-A7 ▼	-A53-A8 ▼	-A53-A208**
25	24	75,6	70	60	-A223-A7 ▼	-A223-A8 ▼	-A223-A208**
31	30	90,6	85	75	-A55-A7 ▼	-A55-A8 ▼	-A55-A208 ▼
Stiftleisten für gedruckte Schaltungen und teilweise freie Verdrahtung (Bild 2)							
13	12	45,6	40	30	C42334-A51-A11 ▼	C42334-A51-A12 ▼	
21	20	65,6	60	50	-A53-A11 ▼	-A53-A12 ▼	
25	24	75,6	70	60	-A223-A11 ▼	-A223-A12 ▼	
31	30	90,6	85	75	-A55-A11 ▼	-A55-A12 ▼	

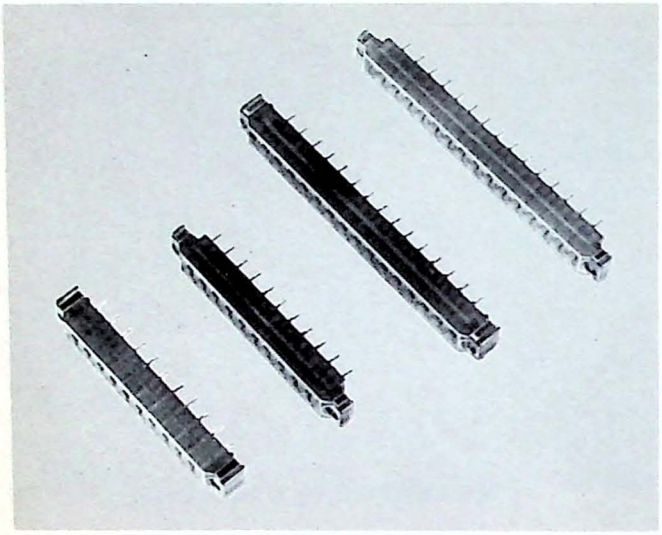
▼ Vorzugsteil

Bestellbeispiel für 31polige Stiftleiste für gedruckte Schaltungen, Kontaktteile partiell vergoldet: **C 42334-A55-A208**

* Bei partiell vergoldeten Stiften ist die Steckseite bis zum Kunststoff vergoldet und die Anschlußseite (Lötseite) ist im Lötbereich verzinnt. Der ganze Stift hat eine Unternickelung.
Weitere partiell vergoldete Stiftleistentypen auf Anfrage.
** In Vorbereitung.

Federleisten

Rastermaß 2,5 mm



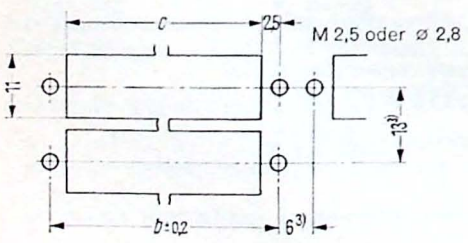
Bei Geräten mit steckbaren Baugruppen, die in größerer Stückzahl gefertigt werden, ist es zweckmäßig, die Verdrahtung durch eine gedruckte Schaltung zu ersetzen. Hierfür stehen Federleisten in zwei Bauformen zur Verfügung: Leisten zum Anschrauben an Montageschienen und Leisten mit heruntergezogenen Befestigungsflanschen zum Montieren auf der Leiterplatte.

Beide Ausführungen sind mit Rippen versehen, die dem Isolierkörper einen ausreichenden Abstand von der Leiterplatte geben, damit die beim Löten entstehenden Lötmitteldämpfe entweichen können und eine zuverlässige Lötung erreicht wird. Die Lötanschlüsse (Durchmesser etwa 0,8 mm) passen in Leiterplatten mit Lochung ⌀ 1,3 mm im Raster 2,5 mm (DIN 40801).

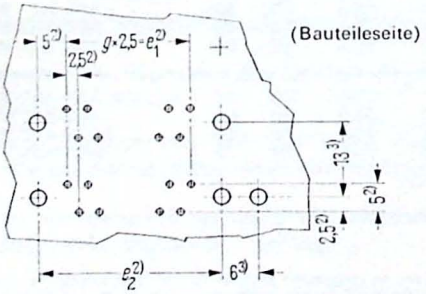
Passende Gegenstücke siehe Seite 672 und 673

Montagelochung

a) bei Einbau in Montageschienen



b) bei Montage auf einer Leiterplatte

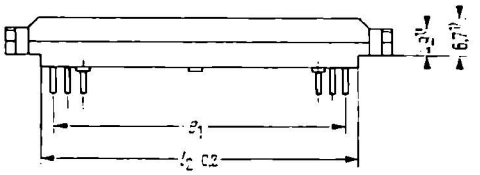


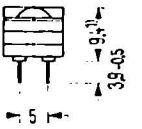
²) Lochungen im Rasterfeld mit Teilung 2,5 mm; Toleranz zwischen beliebigen Teilungsgrenzen +0,1 mm
³) Kleinstmaß

Rastermaß 2,5 mm

Federleisten

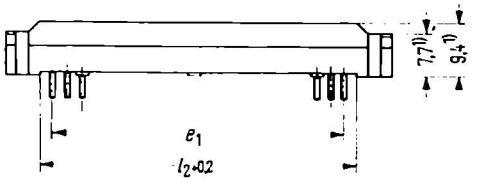
Maße

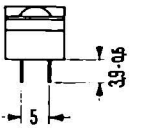




Innenabstand

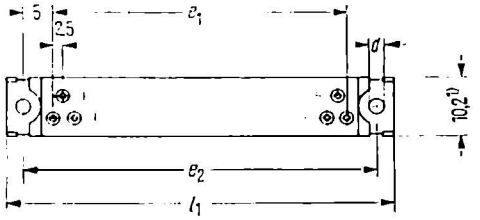
Bild 1





Innenabstand

Bild 2



¹) Größtmaß

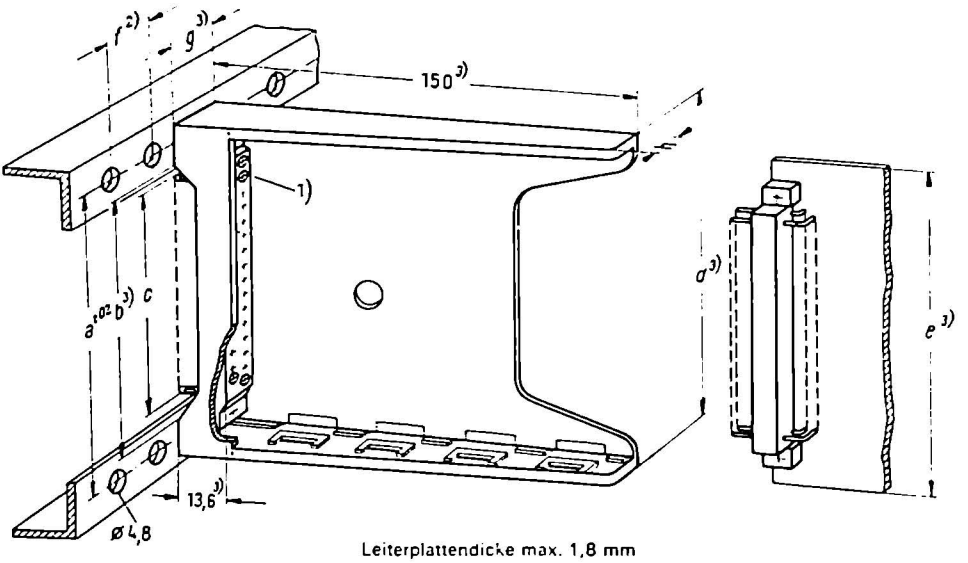
Bestellangaben

Gegenstand	Bild	Maße in mm l_1	l_2	g×2,5=e_1	e_2	d	g	b	c	Bestellbezeichnung Kontaktteile versilbert	Kontaktteile vergoldet
Federleiste										C42334-	C42334-
13polig	2	45,6¹)	34	12×2,5=30	40±0,1	2,8	12	40	35	-A52-A23 ▼	-A52-A24 ▼
21polig	1	65,6¹)	54	20×2,5=50	60±0,1	3,2	20	60	55	-A54-A21 ▼	-A54-A22 ▼
	2					2,8				-A54-A23 ▼	-A54-A24 ▼
31polig	1	90,6¹)	79	30×2,5=75	85±0,1	3,2	30	85	80	-A56-A21 ▼	-A56-A22 ▼
	2					2,8				-A56-A23 ▼	-A56-A24 ▼

▼ Vorzugsteil ¹) Größtmaß

Bestellbeispiel für 31polige Federleiste zum Einlöten in gedruckte Schaltungen, für Montage auf einer Leiterplatte, Kontakte versilbert:
C 42334-A56-A23

Steckrahmen für 102 und 72,5 mm breite Leiterplatten



Leiterplattendicke max. 1,8 mm

[1]) für die Codierbarkeit
Senkniet 1,4 × 6 DIN 661 Ms 648
[2]) kleinste Teilung
[3]) Größtmaß

Zur Befestigung erforderlich:
2 Schrauben M4,
Eintauchtiefe in den Steckrahmen
etwa 7 bis 10 mm

Bezeichnung	Pol-zahl	Maße in mm *a*	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*g*	*h*
C42334-A11-A1 und -A11	31	99,5	90	77	108	102	18,5	18,3	12
-A2 und -A12	21	73,5	63	52	81	72,5	17,5	17,3	11

Bestellangaben

Gegenstand	Maße in mm	Bestellbezeichnung Kontaktteile versilbert	Kontaktteile vergoldet
Steckrahmen, komplett bestückt mit Federleiste			
31polig (DIN 41617)	102	C42334-A11-A1	C42334-A11-A11
21polig (DIN 41617)	72,5	C42334-A11-A2	C42334-A11-A12
Steckrahmen unbestückt			
Steckrahmen	102	C42334-A11-C1	
2 Stück Haltebleche* für 31polige Federleiste (DIN 41617)		C42334-A11-C3	
Steckrahmen	72,5	C42334-A11-C2	
2 Stück Haltebleche* für 21polige Federleiste (DIN 41617)		C42334-A11-C4	

* Für die Befestigung der Federleisten an die Haltebleche C42334-A11-C3 und -C4 sind Zylinderschrauben AM 2,3×8, DIN 84 erforderlich. Die Haltebleche müssen unbedingt extra bestellt werden! Die dazugehörigen Schrauben werden nicht mitgeliefert.

Bestellbeispiele

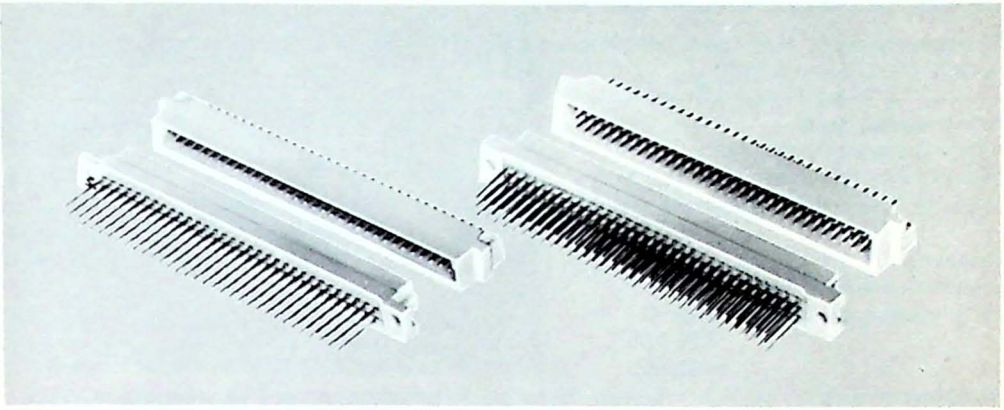
für Steckrahmen 100 mm Leiterplattenbreite, kompl. bestückt mit 31poliger Federleiste und vergoldeten Kontakten (C 42334-A56-A2, DIN 41617): **C 42334-A11-A111**

bei eigener Montage (Federleiste und Schrauben sind gesondert zu beschaffen)

Steckrahmen (100 mm Leiterplattenbreite) lose **C 42334-A11-C10**

sowie dazugehörige 2 Stück Haltebleche für 31polige Federleiste (DIN 41617) **C 42334-A11-C11**

Allgemeines DIN 41612 und VG 95324 Rastermaß 2,54 mm



Für gedrängte Bauweisen, hauptsächlich bei Verwendung integrierter Schaltkreise, werden vielpolige Steckverbinder kleiner Abmessungen benötigt. Für diese Einsatzfälle sind die nachstehend beschriebenen 32-, 64- und 96poligen Steckverbinder entwickelt worden.

Die Steckkontaktleisten sind für Montage in gedruckte Schaltungen (hauptsächlich durch kontaktierte, doppeltkaschierte Platten oder multi-layer, Plattengröße vorzugsweise 100 mm × 160 mm × 1,6 ± 0,2 mm) mit Rasterteilung 2,54 mm eingerichtet.

Die Messerleiste ist der Steckbaugruppe zugeordnet; sie hat einen Schutzrand, der gleichzeitig unverwechselbares Stecken sicherstellt.

Die Anschlüsse der Federleiste sind für lötfreie Anschlußtechnik eingerichtet (3 Anschlüsse mini-wire-wrap), mit gekürzten Anschlüssen auch für Beschaltung mit (vielschichtigen) Leiterplatten. Federleisten mit rechtwinklig abgebogenen Anschlüssen ermöglichen das Zusammenstecken von Leiterplatten in einer Ebene. Außerdem gibt es Federleisten mit Lötanschlüssen für einen maximalen Drahtdurchmesser von 0,3 mm.

Kontaktprinzip	Quadratische Messer 0,6 mm × 0,6 mm und dazu passende Federn.
Kontaktoberflächen	Gold: Messer vernickelt (> 1 µm)/hartvergoldet ($\geqq 2$ µm) Federn an den Kontaktstellen 3 bis 5 µm dick walzplattiert AuAgCu; Anschlüsse der Messer- und Federleisten verzinnt.
Isolierwerkstoff	Polykarbonat mit Glasfaserverstärkung, hellgrau.
Zubehör	Steckrahmen siehe Seite 676

Für die Messerleisten sind als Transport- und Lötschutz verschieden große Kappen aus Polykarbonat (rot eingefärbt) entwickelt worden, die bei Bedarf gesondert bestellt werden müssen.

Für 3reihige Messerleiste (Bauform C und D)	gilt Bestellnummer C42334-A191-C21
Für 2reihige Messerleiste (Bauform B)	gilt Bestellnummer C42334-A191-C22
Für 1reihige Messerleiste	gilt Bestellnummer C42334-A191-C23

Hinweis

Bei der Fabrikation wurden an allen Messerleisten die Steckseiten zur Verbesserung des Langzeitverhaltens befettet. Sollte bei der Montage eine Waschung (Waschmittel beachten!) dieser Messerleisten vorgenommen werden, so ist eine Nachbefettung mit einem geeigneten handelsüblichen Kontaktschmiermittel empfehlenswert.

Rastermaß 2,54 mm — DIN 41612 und VG 95324 — **Allgemeines**

Elektrische und mechanische Kennwerte

Beanspruchungen, Meß- und Prüfverfahren nach IEC Publ. 68, IEC Publ. 130-1, DIN 40040, 40046, 41630 und 41640

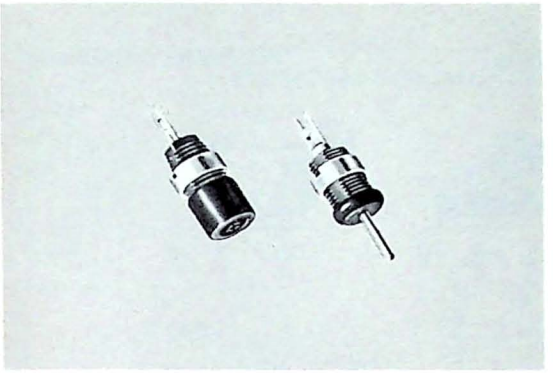
Anwendungsklasse		FKD DIN 40040
untere Grenztemperatur		−55 °C
obere Grenztemperatur		+125 °C
zulässige Feuchtebeanspruchung (rel. Luftfeuchte)	Höchstwert	100%
	Jahresmittel	≦ 80%
Betauung		zulässig
Strombelastbarkeit je Kontakt		
bei Umgebungstemperatur +20 °C		2 A
+70 °C		1 A
+100 °C		0,5 A
Betriebsspannung	je nach Sicherheitsbestimmungen des verwendeten Gerats[1])	
kleinste Luft- und Kriechstrecken zwischen den Kontakten[2])		1,2 mm
Spannungsfestigkeit (Prüfspannung) bei 860 bis 1060 mbar Luftdruck		1000 V, 50 Hz
bei 300 mbar Luftdruck, 8500 m über N.N.		300 V, 50 Hz
Sprühspannung		≧ 1000 V
Durchgangswiderstand		≦ 20 mΩ
Isolationswiderstand bei Meßraumklima		10^6 MΩ
nach feuchter Wärme (Langprüfung)		10^4 MΩ
bei oberer Grenztemperatur		10^5 MΩ
Betriebskapazität		
zwischen zwei Nachbarkontakten bei f = 1 kHz		≦ 0,7 pF (tan δ ≦ $0{,}35 \cdot 10^{-2}$)
f = 1 MHz		≦ 0,7 pF (tan δ ≦ $0{,}50 \cdot 10^{-2}$)
Induktivitäten bei f = 1 kHz		
kurze Anschlüsse		28 nH
mittlere Anschlüsse		30 nH
lange Anschlüsse		32 nH
Grenzfrequenz		etwa 1 GHz
Lebensdauer		≧ 500 Steckzyklen
Dynamische Beanspruchungen		
Schwingen, 20 *gn* bei 10 bis 2000 Hz		keine Unterbrechung ≧ 1 ms
Stoßen, 50 *gn*, 11,5 ms		keine Unterbrechung ≧ 1 ms
Kraft zum Stecken und Ziehen		
96polige Ausführung		≦ 90 N
64polige Ausführung		≦ 60 N
32polige Ausführung		≦ 30 N
Kriechstromfestigkeit des Isolierwerkstoffes (DIN 53480)		KA1 oder KB220
Brennbarkeit		selbstverlöschend nach ≦ 10 s

Gewichte		Messerleiste	Federleiste
96polige Ausführung	etwa	15 g	18 g
64polige Ausführung	etwa	10 g	12 g
32polige Ausführung	etwa	8 g	9 g

[1]) Nach IEC Publ. 130-1, Ausgabe 1962, Abschnitt 14.5 in Verbindung mit Anhang B betragt für die angegebenen Kriech- und Luftstrecken die zulassige Spitzenspannung 460 V. Fur den Fall, daß VDE 0110 anzuwendon ist, betragt für Isolationsgruppe A die zulässige Reihenspannung 110 V– oder 125 $V_{\sim_{eff}}$.

[2]) Verringerung der Luft- und Kriechstrecken durch Verdrahtung und/oder Leiterplatten!

Einbaustecker und -buchse

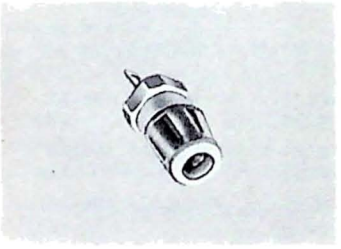


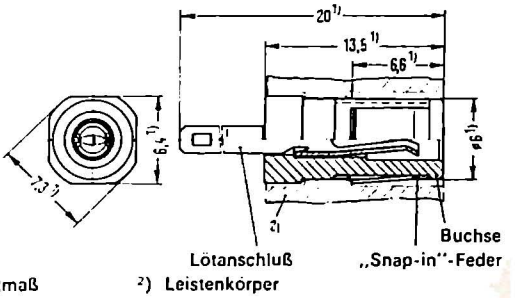
Einbaubuchse mit Isolierkörper aus Polykarbonat mit Glasfaserverstärkung hellgrau, versilberter Kontaktfeder und farbiger Abdeckkappe aus Polykarbonat.

Einbaustecker mit Isolierkörper aus Polystyrol, mit fest eingespritztem, versilbertem Kontaktstift ⌀ 1,5 mm. Beide Bauformen haben Lötanschluß.

Einbau von vorne in Montageplatten von 1 bis 3 mm Dicke. Befestigung durch eine auf das Isolierteil geschraubte Schlitzmutter (zulässiges Anzugs-Drehmoment: ≤ 20 Ncm). Erhöhte Drehsicherung, wenn Montageausschnitt dem Querschnitt des Gewindeansatzes angepaßt wird.

NF-Buchse („Snap-in"-Ausführung)





1) Größtmaß 2) Leistenkörper

NF-Buchse in „Snap-in"-Technik mit Isolierkörper aus Polykarbonat mit Glasfaserverstärkung, hellgrau. Eine zylinderförmige Rastfeder gewährleistet einen sicheren Halt in der Leiste.

Gegenstand	Bestellbezeichnung Kontaktfeder versilbert	Bestellbezeichnung Kontaktfeder vergoldet
NF-Buchse	C42334-A96-A61	C42334-A96-A62

Verbindungsstecker

Maße einpolige Ausführung zweipolige Ausführung

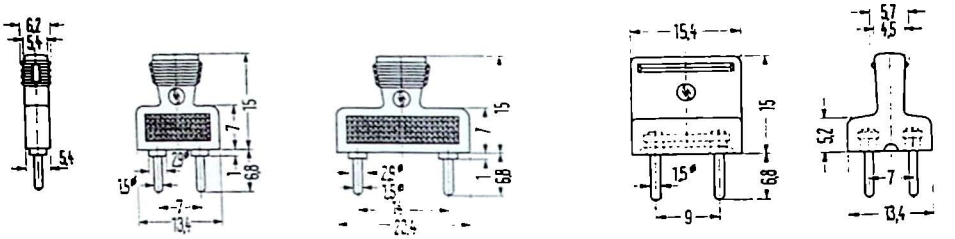


Bild 1 Bild 2 Bild 3

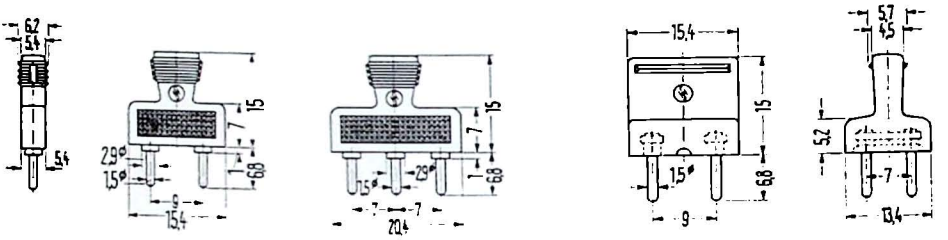


Bild 4 Bild 5 Bild 6

Bestellangaben

Gegenstand	Farbe	Bild	Bestellbezeichnung	passende Gegenstücke
1poliger Verbindungsstecker Stiftabstand 7 mm	schwarz	1	C42334-A96-A211 ▼	2 × C42334-A96-A41
	rot	1	-A213	-A43
1poliger Verbindungsstecker Stiftabstand 9 mm	schwarz	4	-A231	2 × C42334-A96-A41
	rot	4	-A233	-A43
1poliger Verbindungsstecker Stiftabstand 14 mm	schwarz	2	-A251 ▼	2 × C42334-A96-A41
	rot	2	-A253	-A43
1poliger 2fach-Verbindungsstecker Stiftabstände 7 mm	schwarz	5	-A271	3 × C42334-A96-A41
	rot	5	-A273	-A43
2poliger Verbindungsstecker Stiftabstände 7 und 9 mm Verbindung über 9 mm	schwarz	3	-A331 ▼	4 × C42334-A96-A41
	rot	3	-A333	-A43
2poliger Verbindungsstecker Stiftabstände 7 und 9 mm Verbindung über 7 mm	schwarz	6	-A311	4 × C42334-A96-A41

▼ Vorzugsteil

Bestellbeispiel für 1polige Verbindungsstecker, schwarz, Stiftabstand 7 mm:
C 42334-A96-A211

Typenübersicht

Anschluß-Merkmale	Kabel-Außen-Ø in mm	Buchsen in Normalausführung: gerade	Verbindungsart	Buchsen in Normalausführung: abgewinkelt	Verbindungsart	Stecker in Normalausführung: gerade	Verbindungsart	Stecker in Normalausführung: abgewinkelt	Verbindungsart
Buchse oder Stecker		C42334- -A76-		C42334- -A78-		C42334- -A75-		C42334- -A77-	
mit Lötanschluß		-A4 ▼	A, B, D	—	—	-A4 ▼	A	—	—
mit Lötanschluß und ohne Überwurfmutter		--	—	—	—	-A8 ▼	D	-A8	D
mit Lötanschluß auch für Außenleiter		-A14 ▼	A, B, D	—	—	—	—	—	—
mit Lötanschluß und Kontaktfedersatzen									
1 × A, 1 × R		-A34	A, B	—	—	—	—	—	—
2 × U		-A36	A, B	—	—	—	—	—	—
mit Lötanschluß, ohne Überwurfmutter, jedoch mit geschirmter Lötstelle	5,1 [1])	—	—	—	—	-A28/A30	D	—	—
geeignet für Kabel									
2YCCY 1,0/6,5 (2/100)	9,5±0,3	-A16	A, B, D	-A10	A, B, D	-A10 ▼	A	-A10	A
2YCCY 0,7/4,4 (2/100)	7,4±0,4	-A2 ▼ —	A, B, D —	-A2 ▼ —	A, B, D —	-A2 ▼ -A22 ▼	A B	-A6 ▼ —	A —
2YCY 0,7/4,4 (2/5)	6,0±0,4	-A6	A. B, D	-A4 ▼	A, B, D	-A12 ▼	A	-A12 ▼	A
2YC(mS)CY0,5/3,0(2/4)	6,0±0,2	-A8	A, B, D	-A4 ▼	A, B, D	-A14, A20	A	-A12 ▼	A
2YC(mS)CY 0,4/2,5	4,8±0,2	-A12 ▼ —	A, B, D —	-A60 —	A, B, D —	-A18 ▼ -A26 ▼	A B	-A18 ▼ —	A —
2YCCY 0,4/2,5 (2/100)	4,5±0,3	-A12 ▼ —	A, B, D —	-A58 ▼ —	A, B, D —	-A18 ▼ -A26 ▼	A B	-A18 ▼ —	A —
2YCY 0,4/2,5	3,8±0,3	-A10 —	A, B, D —	-A56 —	A, B, D —	-A16 ▼ -A24	A B	-A16 —	A —
2YD(St)Y 0,5/3,0	4,5±0,3	-A18	A, B, D	—	—	—	—	—	—
RG187A/U, RG179B/U	2,79 [1])	-A112	A, B, D	-A112	A, B, D	-A112	A	-A112	A
Amphenol 621—106 (Z = 72 Ω)	6,15±0,25	-A6	A, B, D	—	—	-A12 ▼	A	—	—
Amphenol 21—597	3,8±0,15	—	—	—	—	—	—	-A14	A

▼ Vorzugsteil [1]) Größtmaß

Typenübersicht

Buchsen für Einschubgeräte

Stecker für Einschubgeräte

gerade	Verbindungsart	abgewinkelt	Verbindungsart	gerade	Verbindungsart	abgewinkelt kurze Ausführung	Verbindungsart	abgewinkelt lange Ausführung	Verbindungsart
C42334- -A80		C42334- -A89-		C42334- -A87-		C42334- -A79-		C42334- -A79-	
-A8 ▼	B, C	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A18 ▼	B, C	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A28/-A30	B, C	—	—	-A28/-A30	C	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A6 ▼	B, C	-A2	C	-A2 ▼	C	-A6 ▼	C	-A8	C
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A10	B, C	—	—	-A4	C	-A10	C	-A12	C
-A12	B, C	—	—	-A6	C	-A10	C	-A12	C
-A60	B, C	-A56	C	-A56 ▼	C	-A68 ▼	C	-A74	C
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A58 ▼	B, C	-A54	C	-A54 ▼	C	-A66 ▼	C	-A72 ▼	C
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A56	B, C	-A52	C	-A52 ▼	C	-A64	C	-A70	C
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
-A112	B, C	-A112	C	-A112	C	A-112	C	-A114	C
—	—	—	—	-A4	C	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Typenübersicht

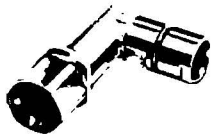
		Buchsen in Normalausführung				Stecker in Normalausführung			
Anschluß-merkmale	Kabel-Außen-ø in mm	gerade	Verbindungsart	abgewinkelt	Verbindungsart	gerade	Verbindungsart	abgewinkelt	Verbindungsart
Stecker oder Buchse		C42334- -A198-		C42334- -A198-		C42334- -A195-		C42334- -A197-	
passend für Kabel									
RG 58 C/U	4,95±0,1	-A2 ▼	A	—	—	-A2 ▼	A	-A6 ▼	A
RG 142 B/U	4,95±0,13	-A2 ▼	A	—	—	-A2 ▼	A	-A6 ▼	A
Amphenol 21–204 RG 188 A/U	7,24±0,25	-A4	A	—	—	-A4	A	—	—
RG 316 U	2,8[1])	-A112	A	-A112	A	-A112	A	-A112	A
für Lotanschluß	—	-A14 ▼	A	—	—	—	—	—	—

[1]) Größtmaß

Typenübersicht

Buchsen für Einschubgeräte

Stecker für Einschubgeräte

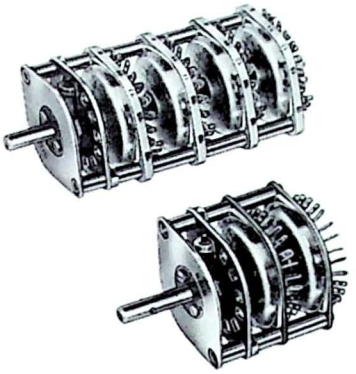


gerade	Verbindungsart	abgewinkelt	Verbindungsart	gerade	Verbindungsart	abgewinkelt	Verbindungsart
C42334- -A200-		C42334- -A209-		C42334- -A207-		C42334- -A199-	
-A6 ▼	C	—	—	-A2	C	-A6/A8 ▼	C
-A6 ▼	C	—	—	-A2	C	-A6/A8	C
—	—	—	—	-A4	C	—	—
-A112	C	-A112	C	-A112	C	-A112/A114	C
-A18 ▼	C	—	—	—	—	—	—

20.2. Schalter

Schalter für freie Verdrahtung — **Stufendrehschalter 41 mm × 54 mm**

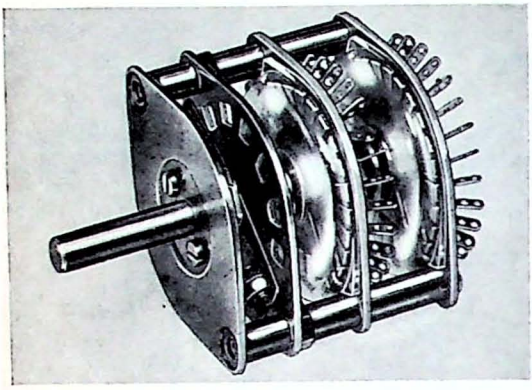
Allgemeines — nach DIN 41631 und IEC Publ. 132-5



Dieser hochwertige, vielseitig verwendbare Stufendrehschalter eignet sich hauptsächlich für Nachrichtengeräte, Meß- und Regelgeräte aller Art. Er entspricht den Vorschriften nach DIN 41631 und IEC Publ. 132-5. Hauptmerkmale: Vielseitiger Aufbau, günstige Abmessungen, lange Lebensdauer, hohe und gleichgleibende Kontaktgüte.

Anwendungsklasse	Isolierwerkstoff der Schaltebene Hartpapier	Keramik
Elektrische und mechanische Kennwerte (nach DIN 41619, IEC Publ. 132-1)		
Schaltspannung für Kontaktteile versilbert	≤ 250 V	≤ 250 V
für Kontaktteile vergoldet	≤ 150 V	≤ 150 V
Schaltstrom für Kontaktteile versilbert	≤ 3 A	≤ 3 A
für Kontaktteile vergoldet	≤ 0,5 A	≤ 0,5 A
Schaltleistung für Kontaktteile versilbert	siehe Diagramm	
für Kontaktteile vergoldet	siehe Diagramm	
Lebensdauer	≥ $5 \cdot 10^5$ Schaltzyklen	
Ruhestrom (nicht geschaltet)	≤ 5 A ≂	≤ 5 A ≂
Prüfspannung	750 V, 50 Hz	750 V, 50 Hz
Durchgangswiderstand für Kontaktteile versilbert	≤ 5 mΩ	≤ 5 mΩ
für Kontaktteile vergoldet	≤ 20 mΩ	≤ 20 mΩ
Isolationswiderstand	≥ 10^4 MΩ	≥ 10^6 MΩ
Isolationswiderstand nach sechs Zyklen		
Feuchte – Wärme – Kurzprüfung	≥ 10^2 MΩ	≥ 10^5 MΩ
Kapazität, Kontakt – Nachbarkontakt	0,5 pF	0,75 pF
Kontakt – Schleifer	0,8 pF	0,8 pF
Kriechstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt	1,7 mm	1,7 mm
Kontakt – Masse	1,4 mm	1,2 mm
Luftstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt	0,5 mm	0,5 mm
Kontakt – Masse	0,8 mm	0,8 mm
Anzahl der Schaltebenen (je nach Rastwerk)	max. 10	max. 10
Rastwinkel	$^{360}/_{28}°$; $^{360}/_{13}°$	$^{360}/_{28}°$; $^{360}/_{13}°$
Poligkeit je Schaltebene	1, 2, 3, 4	1, 2, 3, 4, 6
Anschlagfestigkeit	1,2 Nm	1,2 Nm
Umgebungstemperaturbereich	−25 °C +70 °C	−25 °C +70 °C
Anwendungsklasse	HSF DIN 40040	HSF DIN 40040

Schalter mit Hartpapier und versilberten Kontaktteilen



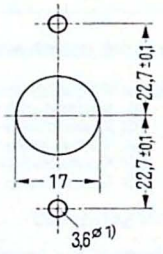
Bis zu 5 Schaltebenen, ein- bis vierpolige und vierarmige Ausführungen.
Insgesamt bis zu 12 Kontaktstellen.
Versilberte Kontaktteile.
Normale Rast.

Elektrische und mechanische Kennwerte siehe Seite 685

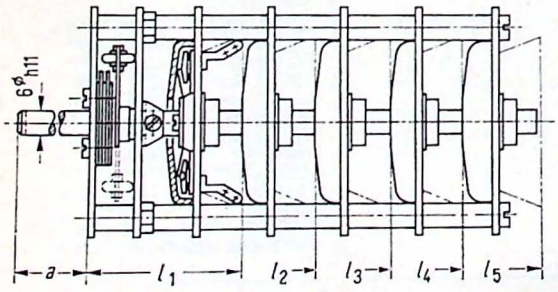
Maße

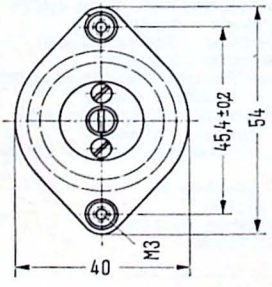
Einbaulänge (Größtmaß)
l_1 (1stöckig) 33,3 mm
l_2 (2stöckig) 48,9 mm
l_3 (3stöckig) 64,5 mm
l_4 (4stöckig) 80,1 mm
l_5 (5stöckig) 95,7 mm
Länge der Abstandssäulen 14 mm

Montagelochung

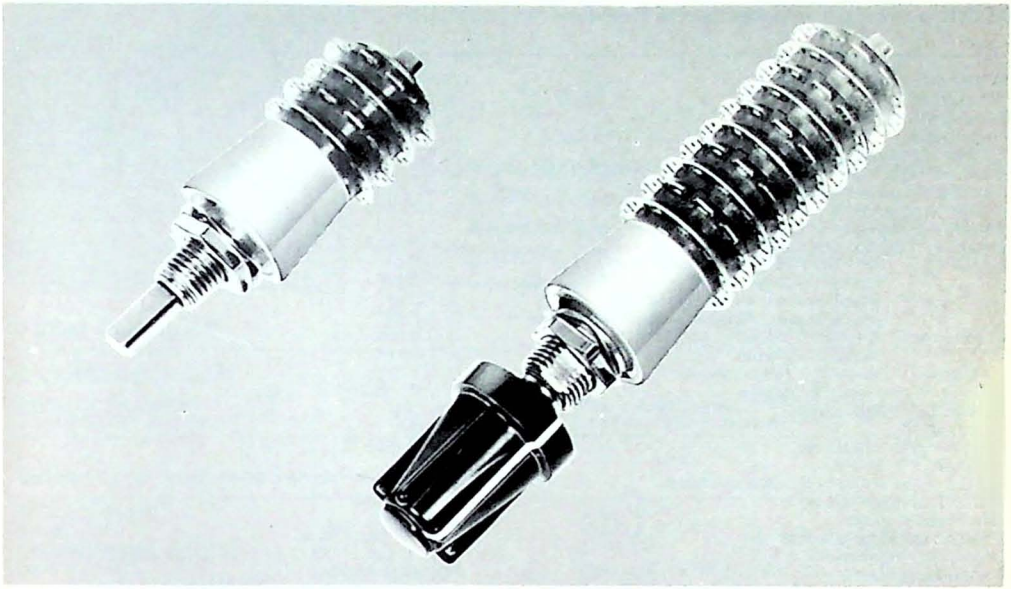


1) gegebenfalls senken für M 3





Allgemeines



Dieser Stufendrehschalter – mit einem Außendurchmesser von nur 16,5 mm – entspricht dem Trend zu einer weiteren Verkleinerung elektronischer Geräte. Wichtigste Merkmale:
Hohe Zuverlässigkeit durch Doppelkontakte; Kontaktstellen vor Staub und Lötmittel geschützt;
kompakter Aufbau; geringe Abmessungen (Außendurchmesser 16,5 mm, Länge 25 bis 53 mm je nach Anzahl der Schaltebenen);
Einlochbefestigung, drehgesichert;
1 bis 5 Schaltebenen, max. 15 Kontaktbrücken;
12er-Teilung (Rastwinkel 30°), überbrückend schaltend, 1- bis 4polige Schaltebenen;
6er-Teilung (Rastwinkel 60°), unterbrechend schaltend; 1- bis 3polige Schaltebenen.

Sonderausführungen (auf Anfrage):
Extra weiche Rast für Schalter, die mit Drehknöpfen ⌀ < 10 mm betätigt werden sollen (max. 6 Kontaktbrücken zugelassen).
6er-Teilung überbrückend schaltend.
Eingeschränkter Drehbereich.
Durchdrehbar (ohne Anschlag).
Wellenende mit Schraubendreherschlitz.
Druckwasserdichter Einbau bis 1 bar(ü).

Isolierwerkstoff

Schaltebene	DIALLYLPHTALAT (DAP)
Rotor	Hostaform

Kontaktwerkstoff

Schaltebene	Neusilber, galvanisch vernickelt, vergoldet
Kontaktbrücke	CuBe, Gold walzplattiert

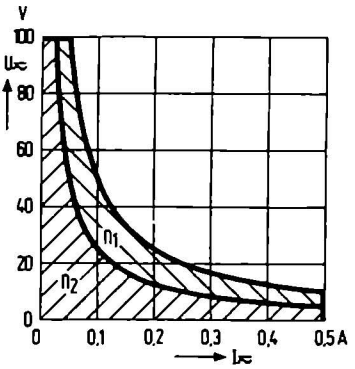
Allgemeines

Elektrische und mechanische Kennwerte (nach DIN 41619, IEC Publ. 132-1)

Schaltspannung*	≤ 100 V ≂
Schaltstrom*	≤ 0,5 A ≂
Schaltleistung*	≤ 5 VA
Lebendauer*	≥ 10^5 Schaltzyklen
Ruhestrom (nicht geschaltet)	≤ 1 A≂
Prüfspannung	500 V, 50 Hz
Durchgangswiderstand	≤ 30 mΩ
Isolationswiderstand	≥ 10^5 MΩ
Isolationswiderstand nach sechs Zyklen	
Feuchte – Wärme – Kurzprüfung	≥ 10^3 MΩ
Kapazität, Kontakt – Nachbarkontakt	≤ 0,8 pF
Kontakt – Schleifer	≤ 1,5 pF
geschlossener Kontakt – Masse	≤ 4,0 pF
geschlossener Kontakt – Nachbarkontakt	≤ 1,5 pF
Kriechstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt	≥ 0,5 mm
Kontakt – Masse	≥ 1,5 mm
Luftstrecke, Kontakt – Nachbarkontakt	≥ 0,5 mm
Kontakt – Masse	≥ 0,9 mm
Anzahl der Schaltebenen	max 5
Rastwinkel	30°; 60°
Poligkeit je Schaltebene	1, 2, 3 oder 4
Poligkeit je Schalter	max. 15
Betätigungsdrehmoment eines Schalters mit 15 Kontaktbrücken	etwa 0,2 Nm
Anschlagfestigkeit	≥ 0,7 Nm
Umgebungstemperaturbereich	− 55 °C bis +85 °C
Lagertemperaturbereich	−65 °C bis +100 °C (+125 °C bis etwa 1 Monat)
Anwendungsklasse	FDP DIN 40040
Schwingen, 20 *gn* bei 10 bis 2000 Hz	keine Unterbrechung ≥ 1 ms
Stoßen, 50 *gn*, 7 ms	keine Unterbrechung ≥ 1 ms
Korrosionsfestigkeit	nach 50 h Salzsprühtest noch funktionsfähig

* Schaltleistung (bei ohmscher Belastung)

Schaltleistung (bei ohmscher Belastung)



Die erreichbaren Schaltzyklen lassen sich in Abhängigkeit vom Schaltstrom bei Gleich- und Wechselspannung aus dem nebenstehenden Bild abschätzen; unter einem Schaltzyklus wird eine Betätigung uber den gesamten Bereich hin und zurück verstanden.

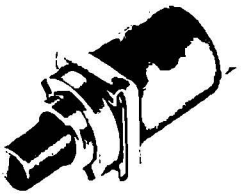
n_1 10^4 Schaltzyklen

n_2 10^5 Schaltzyklen

Werden die Schalter bei Umgebungstemperaturen größer als 40 °C betrieben, so sind die Werte für den Strom vor der Ablesung mit folgenden Faktoren zu multiplizieren:

Umgebungstemperatur	50	60	70	80	85	°C
Faktor	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	

Drucktaste mit Umschaltkontakt



Kleine Drucktaste mit einem Umschaltkontakt; Einlochbefestigung, verdrehungssicher.

Kontaktprinzip: Umschaltkontakt, wahlweise überbrückend oder unterbrechend schaltend. Kontaktteile vernickelt, vergoldet.

Isolierwerkstoff	Polycarbonat

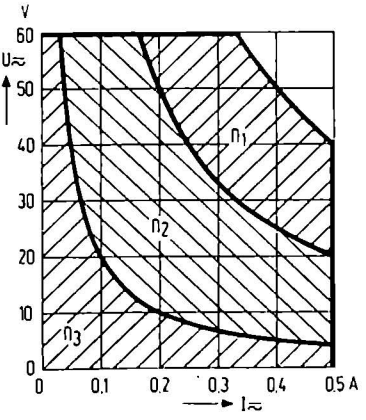
Kontaktwerkstoff

feststehender Kontakt	Messing, galvanisch vernickelt, vergoldet
Kontaktbrücke	Neusilber, galvanisch vernickelt, vergoldet

Elektrische und mechanische Kennwerte

Schaltspannung*	≦ 60 V ≂
Schaltstrom*	≦ 0,5 A ≂
Schaltleistung*	20 AV
Lebensdauer*	2 · 10^4 Schaltzyklen
Ruhestrom (nicht geschaltet)	1 A ≂
Prüfspannung	500 V_{eff}, 50 Hz
Durchgangswiderstand	≦ 50 mΩ
Isolationswiderstand	10^6 MΩ
Kapazität	1 pF
Kriechstrecke, Kontakt – Masse	0,5 mm
Luftstrecke, Kontakt – Masse	0,5 mm
Einschalthub bei überbrückender Schaltweise	2,8 mm
bei unterbrechender Schaltweise	3,3 mm
Gesamthub bei überbrückender Schaltweise	3,7 mm
bei unterbrechender Schaltweise	3,7 mm
Umgebungstemperaturbereich	−40 °C bis +100 °C
Anwendungsklasse	GMF nach DIN 40040

* Schaltleistung (bei ohmscher Belastung)



Schaltleistung bei ohmscher Last

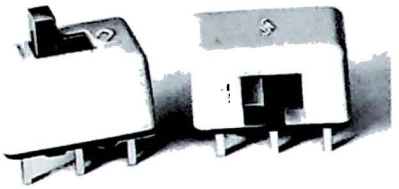
Die erreichbaren Schaltzyklen lassen sich in Abhängigkeit vom Schaltstrom bei Gleich- und Wechselspannung aus dem nebenstehenden Bild abschätzen; unter einem Schaltzyklus wird eine Betätigung hin und zurück verstanden.

n_1 10^3 Schaltzyklen
n_2 10^4 Schaltzyklen
n_3 2×10^4 Schaltzyklen

Werden die Schalter bei Umgebungstemperaturen größer als 40 °C betrieben, so sind die Werte für den Betriebsstrom vor der Ablesung mit folgenden Faktoren zu multiplizieren:

Umgebungstemperatur	50	60	70	80	90	100 °C
Faktor	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6

Schalter mit zwei Umschaltkontakten



Dieser kleine Schiebeschalter mit zwei Umschaltkontakten für gedruckte Schaltungen ist staubgeschützt aufgebaut. Er paßt in das Rastermaß 2,50 mm und 2,54 mm. Die Kontaktteile sind vernickelt und hartvergoldet; die gleitenden Kontakte schalten unterbrechend. Der Schalter ist in zwei Ausführungen herstellbar (Betätigung von der Seite oder von oben).

Isolierwerkstoff

Kontaktträger	Polycarbonat
Schieber	Rilsan

Kontaktwerkstoff

feststehender Kontakt	Neusilber, galvanisch vernickelt, vergoldet
Kontaktbrücke	Messing, galvanisch vernickelt, vergoldet

Elektrische und mechanische Kennwerte

Schaltspannung	$\leq$ 60 V ≂
Schaltstrom	$\leq$ 0,5 A ≂
Schaltleistung	$\leq$ 20 VA
Lebensdauer	$\geq$ $2 \cdot 10^4$ Schaltzyklen
Ruhestrom (nicht geschaltet)	$\leq$ 1 A ≂
Prüfspannung	500 V, 50 Hz
Durchgangswiderstand	$\leq$ 20 mΩ
Isolationswiderstand nach DIN 41619	$\geq$ 10^5 MΩ
Kapazität (zwischen benachbarten Kontakten)	$\leq$ 0,7 pF
Kriechstrecke, von Kontakt zu Kontakt	$\geq$ 0,9 mm
von Kontakt zu Nachbarkontakt	$\geq$ 8,5 mm
Luftstrecke, von Kontakt zu Kontakt	$\geq$ 0,9 mm
von Kontakt zu Nachbarkontakt	$\geq$ 4,4 mm
Umgebungstemperaturbereich	−40 °C bis +85 °C
Anwendungsklasse	GPF DIN 40040

Informationen für Dozenten und Studierende

Informationen für Dozenten

Studenten-Exkursionen
Wenn Sie sich aufgrund eigener Anschauung ein Urteil über die technischen Arbeitsgebiete bei Siemens bilden wollen, empfehlen wir Ihnen die Teilnahme an Exkursionen, die von Ihrer Hochschule/Fachhochschule durchgeführt werden. Siemens kann auf fast allen Gebieten der Elektrotechnik, des Maschinenbaus, der Fertigungstechnik und der Physik neue Entwicklungen und Verfahren zeigen.

Dozenteninformationen
Für die Dozenten führen wir gezielte, etwa 2 bis 3 Tage dauernde Informationen auf ihrem technischen Lehrgebiet durch.

Praktische Studiensemester, Werkstudententätigkeit
An vielen Standorten bieten wir die Möglichkeit, praktische Studiensemester bei Siemens zu absolvieren.
In den Sommer- und Wintersemesterferien können Sie auch als Werkstudent bei Siemens arbeiten.
Wenden Sie sich bitte an die Personalabteilung des nächstgelegenen Siemens-Werkes oder an eine der unten aufgeführten Anschriften.

Werner-von-Siemens-Institut für Geschichte des Hauses Siemens
Anhand von 2000 Geräten und Modellen sowie 500 Schautafeln wird hier der Weg der Elektrotechnik von ihren Anfängen bis in die Gegenwart dargestellt. – Eine Spezialbibliothek mit 6000 Büchern steht für wissenschaftliche Arbeiten zur Verfügung.
Anschrift: 8000 München, Prannerstraße 10.
Besuchszeiten: Mo bis Fr von 9 bis 16 Uhr, Sa und So von 10 bis 14 Uhr, feiertags geschlossen. Eintritt frei.

Siemens-Fachzeitschriften, -Fachbücher, audiovisuelle und andere Lehrmedien
Fachzeitschriften und Fachbücher unseres Verlages können über den Zeitschriften- und Fachbuchhandel bezogen werden. Außerdem liegen sie in nahezu allen technischen Bibliotheken der Hochschulen/Fachhochschulen auf.
Audiovisuelle Medien leihen wir kostenlos aus. Das Verzeichnis audiovisueller Medien ist in den technischen Bibliotheken (insbesondere Elektrotechnik) einzusehen.

Vorträge
Das Verzeichnis technisch-wissenschaftlicher Vorträge enthält Referate unserer Mitarbeiter über fast alle unsere Arbeitsgebiete. Sie finden es in Ihrer Schulbibliothek.

und Studierende

Firmenschriften

Informationen für Ingenieure und Naturwissenschaftler
Eine Schrift, die Ihnen sagt, was Siemens Ingenieuren und Naturwissenschaftlern zu bieten hat. Das reicht von allgemeinen Unternehmensdaten über technische Arbeitsgebiete und Produkte der Siemens AG bis hin zu berufsspezifischen Informationen.

Forschung und Entwicklung
In dieser Schrift werden einige Forschungs- und Entwicklungsprojekte vorgestellt, die auf neue Verfahren und Technologien aufbauen und Wegbereiter für neue und bessere Techniken sind oder sein können.

Das ist Siemens
Eine reprasentative Schrift über das gesamte Unternehmen, seine Produkte und Dienstleistungen.

Siemens aktuell
Eine jährlich erscheinende, tabellarische Zusammenfassung der wichtigsten Daten des Unternehmens.

Siemens in Berlin
Siemens in Erlangen
Siemens in München
Druckschriften, die über die Aktivitäten an den drei größten Siemens-Standorten informieren.

Geschäftsbericht
Jahresbericht über die wirtschaftliche und technische Entwicklung des Unternehmens.

Persönliche Beratung und weitere Informationen

Selbstverständlich sind wir gern bereit, Sie persönlich zu beraten, wenn Sie spezielle Fragen haben oder sich z.B. über die Arbeitsbedingungen bei Siemens informieren möchten.

Wenn Sie von unserem Informationsangebot Gebrauch machen wollen, wenden Sie sich bitte an eine der folgenden Anschriften:

Siemens Aktiengesellschaft
Hauptabteilung Technische Bildung

1000 Berlin 13, Nonnendammallee 101
8520 Erlangen, Werner-von-Siemens-Str. 50
8000 Munchen 70, Hofmannstr. 51

Siemens Aktiengesellschaft
Betreuer für technischen Nachwuchs in der Zweigniederlassung.

1000 Berlin 61, Schöneberger Str. 2–4
2800 Bremen 1, Contrescarpe 72
4600 Dortmund 1, Märkische Str. 8–14
4000 Düsseldorf 1, Lahnweg 10
4300 Essen 1, Krumppstr. 16
6000 Frankfurt 1, Gutleutstr. 31
2000 Hamburg 1, Lindenplatz 2
3000 Hannover 1, Am Maschpark 1
5000 Köln 30, Franz-Gener-Str. 10
6800 Mannheim 1, N7, 18
8000 München 80, Richard-Strauß-Str. 76
8500 Nürnberg 1, Von-der-Tann-Str. 30
6600 Saarbrücken 3, Martin-Luther-Str. 25
7000 Stuttgart 1, Geschwister-Scholl-Str. 24

Notizen

SIEMENS

Bauelemente · Bauelemente · Bau
mente · Bauelemente · Bauelemen
uelemente · Bauelemente · Bauel
lemente · Bauelemente · Bauelem
Bauelemente · Bauelemente · Bau
mente · Bauelemente · Bauelemen
uelemente · Bauelemente · Bauel
lemente · Bauelemente · Bauelem
Bauelemente · Bauelem
mente · Bauelemente · Bau
uelemente · Bauelemente ·
lemente · Bauelemente · Ba
Bauelemente · Bauelemente

Bestell-Nr. B 0/1022
Printed in West Germany
Richterdruck, Würzburg
Kd. 117430